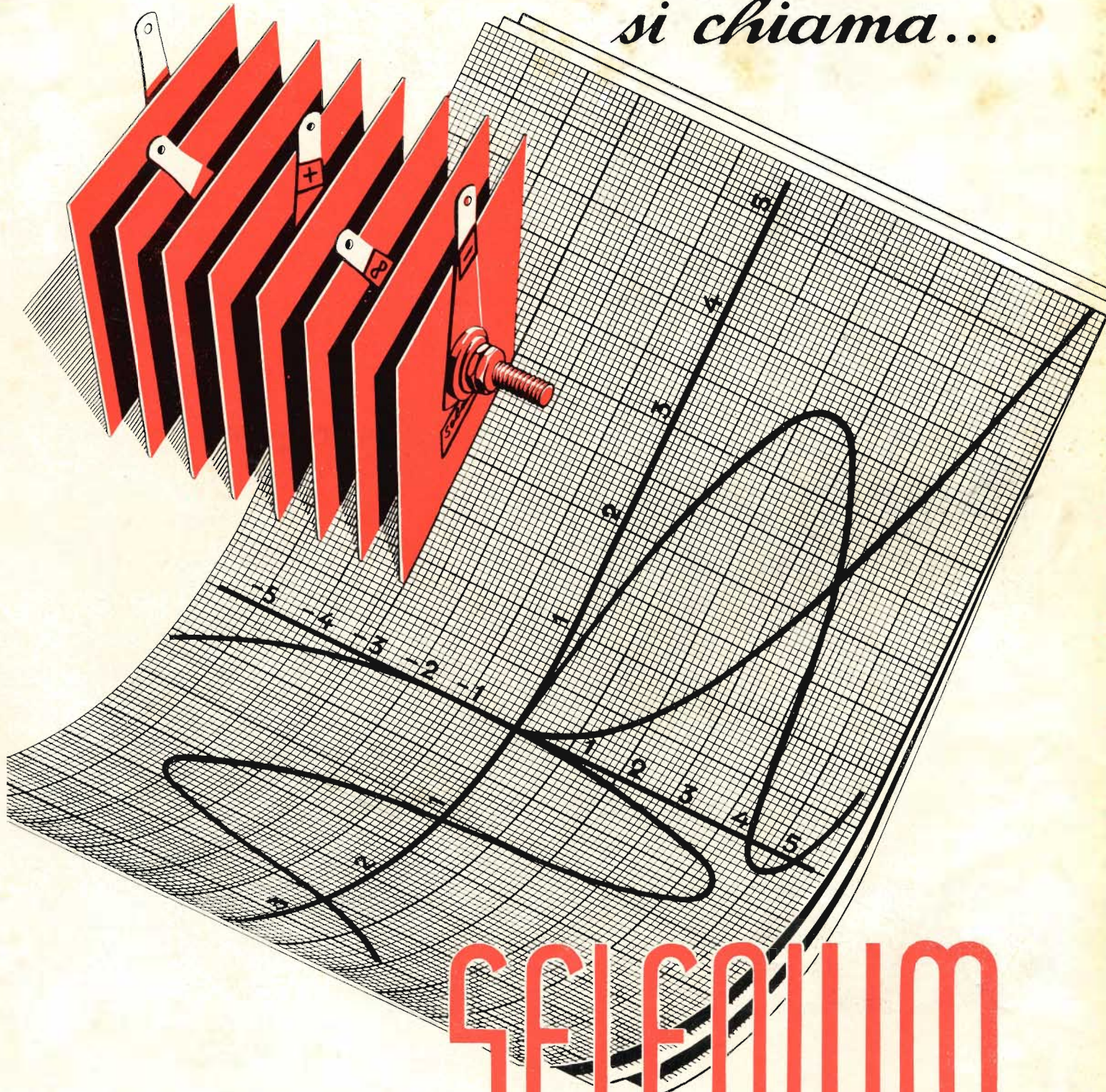
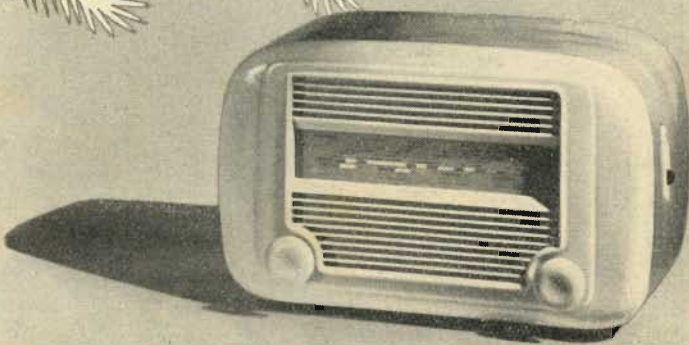
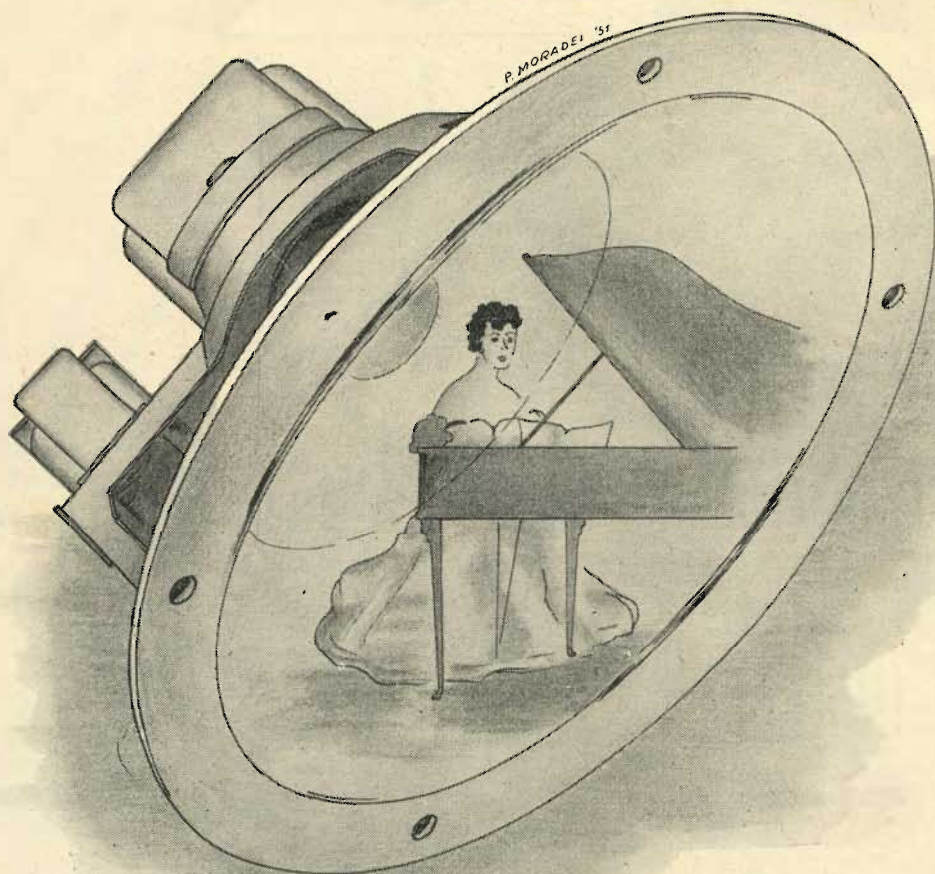
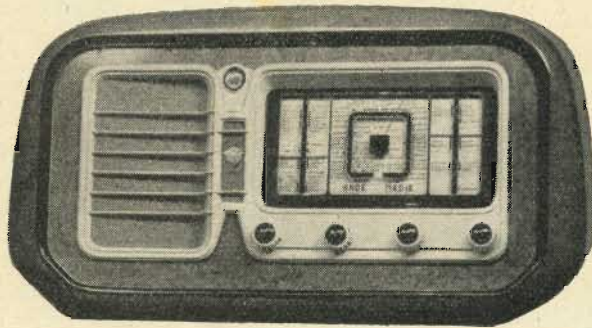
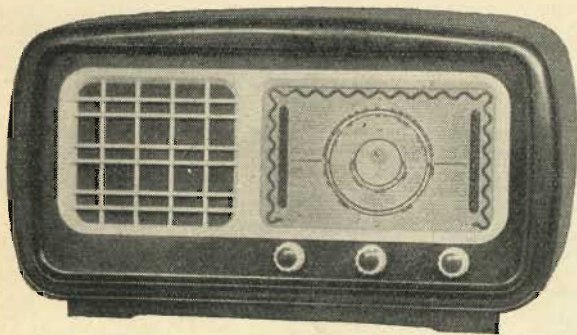
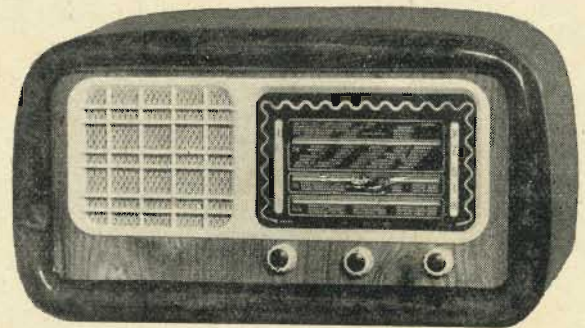
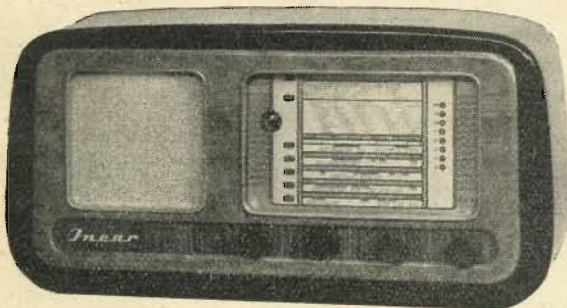
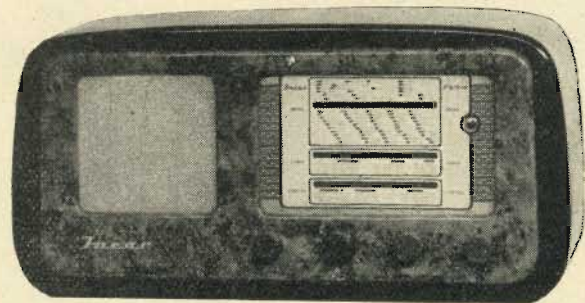
TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXIII - Dicembre 1951
NUMERO
12
LIRE 250

Un raddrizzatore
di corrente perfetto
si chiama...
SELENIUM
VIA MEZZOFANTI 14 - MILANO - TELEFONO 58.53.28

INCAR

INDUSTRIA NAZIONALE COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO

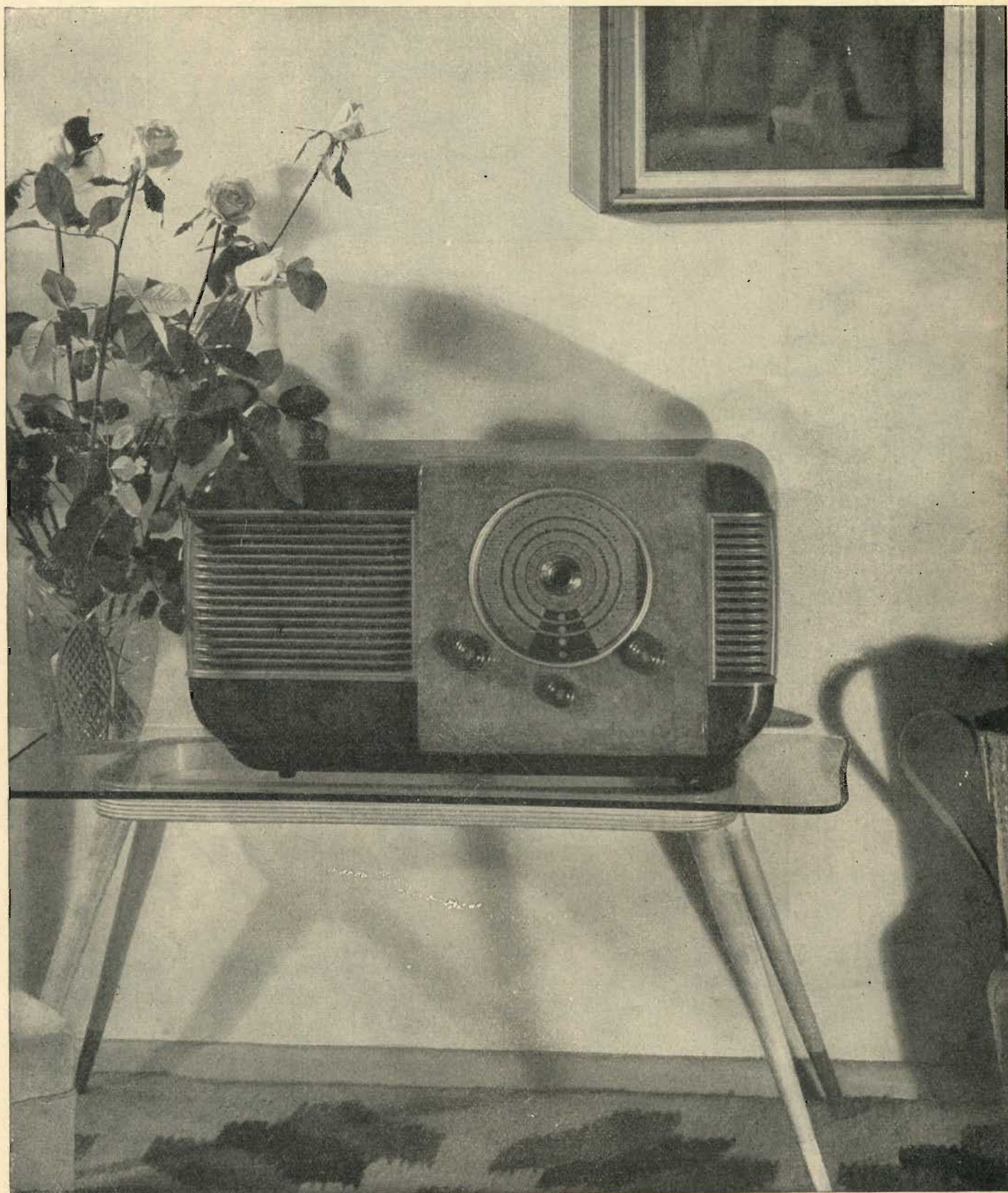
Produzione **1951 - 1952**

VZ 515 - 5 valvole + occhio magico
3 campi d'onda - Dim. cm. 28 x 37 x 69

VZ 516
5 valvole
3 campi d'onda
Dim. cm. 29 x 21 x 54

VZ 518
5 valvole
3 campi d'onda
Dim. cm. 30x22x56

VZ. 514 - 5 valvole
onde medie - Dim. cm. 10x15x25

VZ 510 - 5 valvole + occhio magico
6 campi d'onda - Dim. cm. 69 x 34 x 25

VZ 519 - 5 valvole + occhio magico
3 campi d'onda - Dim. cm. 69 x 34 x 25

INCAR RADIO DIREZIONE E STABILIMENTO **VERCELLI** Piazza Cairoli 1 - Tel. 23.47

I PANGAMMA AM/FM

IMCARADIO - Alessandria

Tre modelli (un midget - due radiofoni) sono in produzione e in vendita

Il Pangamma Mod. IF 121 Midget (Foto Porta)

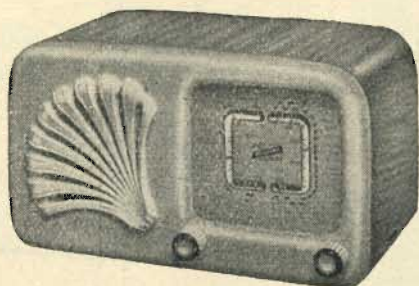
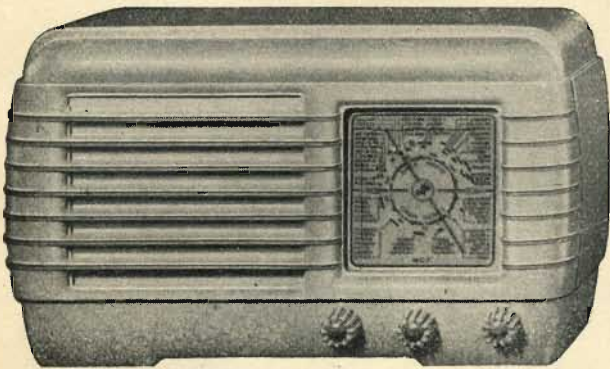
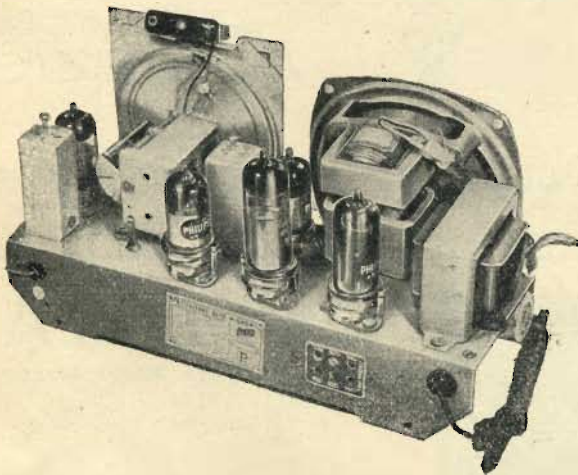
PHILIPS
Rimlock serie E
ECH 42 Triodo - esodo
Vf =6.3V
If =0.23A
Convertitore di frequenza (parte esodo)
Vb = 250V
R1 = 27kΩ
R2 = 27kΩ
Rg3+gT = 47kΩ
Vg1 = —2V
Ia = 3.0
Ig2+g4 = 3.0
Ig3+gT = 0.2
Sc =0.75mA/V
Ri =1MΩ
Vosc =8Veff
Oscillatore (parte triodo)
Vb = 250 V
Ra = 33kΩ
Rg3+gT = 47kΩ
Vosc = 8 Veff
Ia = 4.8
Ig3+gT = 0.2
Sa =2.8mA/V
Seff =0.55mA/V
μ =22
EF 41 Pentodo a pendenza variabile
Vf = 6.3 V
If = 0.2 V
Amplificatore A.F. o M.F.
Va = 250 V
Rg2 = 90 kΩ
Vg1 = —2.5 V
Ia = 6
Ig2 = 1.7
S = 2.2 mA/V
Ri = 1.0 MΩ
Cag1 < 0.002 pF
EBC 41 Doppio diodo triodo
Vf =6,3V
If =0,23A
Caratteristiche tipiche
Va = 250V
Vg = —3V
Ia = 1
S 1.2mA/V
Ri = 58 kΩ
μ = 70
Amplificatore B.F.
Vb = 250V
Ra = 0.22MΩ
Rk = 1.8kΩ
Ia = 0.7
g = 51
EL 41 Pentodo finale
Vf =6.3V
If =0.71A
Amplificatore d'uscita classe A
Va = 250 V
Vg2 = 250 V
Rk = 170 Ω
Ia = 36
Ig2 = 5.2
S = 10 mA/V
Ri = 40 kΩ
Ra = 7 kΩ
Wa = 9 W
Wo = 4.8 W
Amplificatore push-pull classe AB
Va = 250 V
Vg2 = 250 V
Rk = 75 Ω
Iamin = 2×36
Iamax = 2×39.5
Ig2min = 2×5.2
Ig2max = 2×8
Raa = 7 kΩ
Wo = 9.4 W
AZ 41 Raddrizzatore per due semionde
Vf = 4 V
If = 0,75A
Raddrizzatore
Vtr = 2×500 Veff
= 2×400 Veff
= 2×300 Veff
Io = max. 60
= max. 60
= max. 70
Cfilt =max. 50 μF
La serie più apprezzata
per apparecchi di qualità
Rimlock
"Miniwatt"

SILVIO COSTA

RADIO ELETTRICITÀ

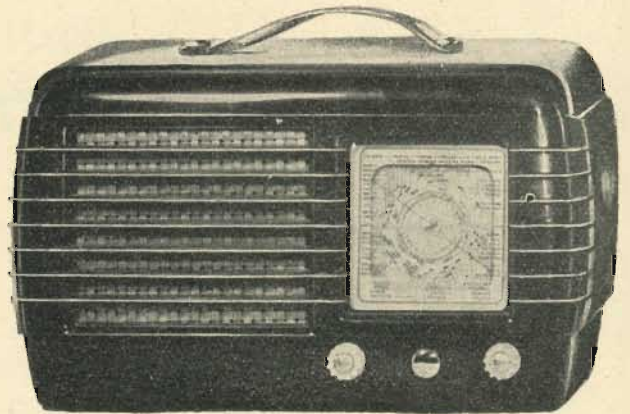
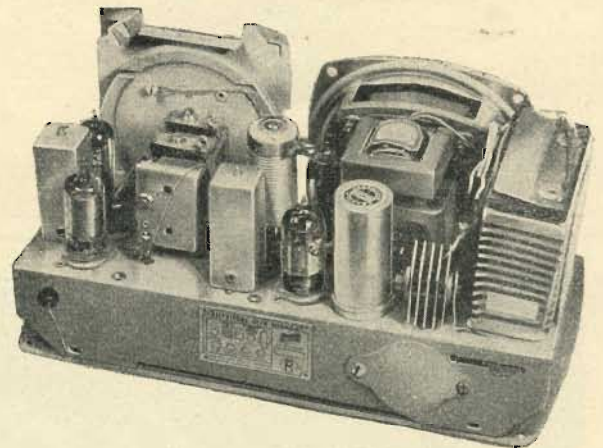
GALLERIA MAZZINI 3r - GENOVA - TELEFONO 53.404

*PRESENTA DUE NUOVE SCATOLE DI MONTAGGIO DELLA SERIE "**ALFA**"*

ALFA MIGNON

SUPERETERODINA 5 VALVOLE RIMLOCK

VALVOLE:	UCH41 - UAF42 - UAF42 UL41 - UY41
GAMME D'ONDA:	Onde medie - onde corte
ALTOPARLANTE:	Alnico V°
ALIMENTAZIONE:	110-125-140-160-220 Volt
COND. VARIABILE:	Philips
MOBILE:	Bakelite avorio-amaranto
DIMENSIONI:	25 x 10,5 x 15

Lire 13.980

(completa di mobile e valvole)

ALFA MIGNON "B"

SUPERETERODINA PORTATILE CON BATTERIE

VALVOLE:	1R5 - 1T4 - 1S5 - 3S4 e raddrizz.
GAMMA D'ONDA:	Onde medie
ALTOPARLANTE:	Alnico V°
ALIMENTAZIONE:	Corrente alternata e con batterie di pile incorporate.
COND. VARIABILE:	Philips
MOBILE:	Bakelite avorio-amaranto
DIMENSIONI:	25 x 10,5 x 15

Lire 17.900

(completa di mobile e valvole)

Massima garanzia per ogni singolo pezzo

Chiedete listini illustrati e preventivi del nostro vasto assortimento

di Scatole di montaggio

VOLTMETRO ELETTRONICO R 230

CAMPO DI MISURA in c. c. e c. a.: da 0,1 Volt a 1500 Volt.

PRECISIONE: ± 1%

IMPEDENZE DI INGRESSO: 10 Mohm in c. c. 5 pF in parallelo a 10 Mohm in c. a.

CAMPO DI FREQUENZA: da 20 Hz a 150 MHz.

VOLTMETRO ELETTRONICO R 10

CAMPO DI MISURA in c. c. e c. a: da 0,2 Volt a 300 Volt.

PRECISIONE: ± 2%

IMPEDENZE DI INGRESSO: 10 Mohm in c. c. 8 pF in parallelo a 5 Mohm in c. a.

CAMPO DI FREQUENZA: da 50 Hz a 100 MHz.

UNA s. r. l. **APPARECCHI RADIOELETTRICI**

MILANO

VIA COLA DI RIENZO 53A - TEL. 474060.474105 - C. C. 395672 -

Ing. S. BELOTTI & C. - S. A.

MILANO

PIAZZA TRENTO 8

TELEFONI 5.20.51 / 5.20.52 / 5.20.53 / 5.20.20 — TELEGRAMMI INGBELOTTI MILANO

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO, 1/7 - TELEF. 52.309
ROMA - VIA DEL TRITONE, 201 - TELEF. 61.709
NAPOLI - VIA MEDINA, 61 - TELEF. 23.279

Oscillografi ALLEN B. DU MONT

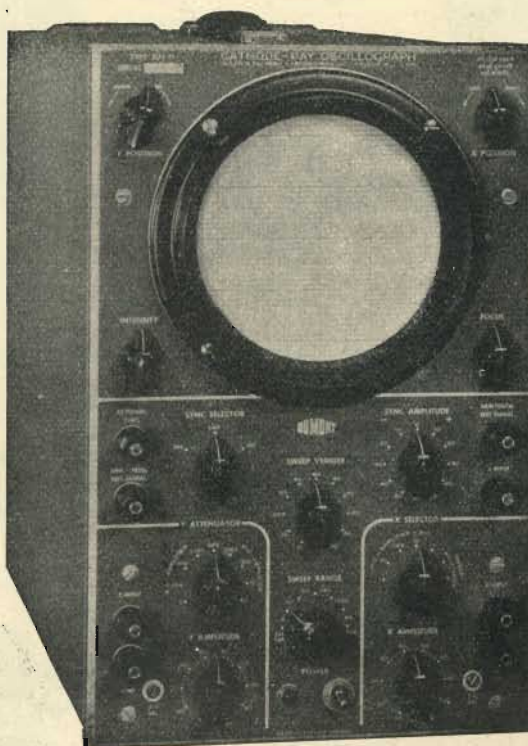
TIPO 304-H

Amplificatori ad alto guadagno per c.c. e c.a. per gli assi X e Y.

Espansione di deflessione sugli assi X e Y.

Spazzolamento ricorrente e comandato

Sincronizzazione stabilizzata

Modulazione d'intensità (asse Z)

Potenziali d'accelerazione aumentati.

Scala calibrata.

Schermo antimagnetico in Mu-Metal.

Peso e dimensioni ridotte

Grande versatilità d'impiego.

L'oscillografo DU MONT tipo 304H presenta tutte le caratteristiche che hanno fatto del predecessore tipo 208-B uno strumento molto apprezzato, ed in più, notevoli miglioramenti tecnici, che hanno esteso di molto le sue possibilità d'applicazione.

Caratteristiche principali

Asse X - Sensibilità di deflessione: 10 milliV/25 mm. (c.a. e c.c.).
Asse Y - Sensibilità di deflessione: 50 milliV/25 mm.
Buona stabilità, minima microfonicità e deriva di frequenza.
Asse tempi - Valvola 6Q5G da 2 a 30.000 c/s.
Spazzolamento ricorrente e comandato (trigger).
Espansione asse tempi: 6 volte il diametro dello schermo, con velocità di 25 mm. per microsecondo o maggiori.
Modulazione di intensità (asse Z); annullamento del raggio con 15 V.
Sincronizzazione stabilizzata.
Attacco per macchina fotografica o cinematografica.
Valvole usate: 17 di cui 8-12AU7; 2-6AQ5; 1-6Q5G; 1-OB2; 2-6J6; 1-5Y3; 2-2X2A.
Dimensioni: 430x220x490 mm. ca. Peso: Kg. 22,5 ca.

DETTAGLIATO LISTINO IN ITALIANO A RICHIESTA

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

12

DICEMBRE 1951

XXIII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria .... EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.

Direttore responsabile .... **Dott. Ing. Leonardo Bramanti**

Direttore amministrativo .... **Alfonso Giovene**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

In questo fascicolo:

Geloso
tutti i componenti per modulazione di frequenza

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE

ANTONIO NICOLICH

(PARTE QUINDICESIMA)

CARATTERISTICHE DEI CIRCUITI SEPARATORI DEL SEGNALE DI SINCRONIZZAZIONE VERTICALE USATI IN RICEZIONE

III) Filtro passa basso ad una sola cellula, a R e C in parallelo, alimentato a corrente costante (fig. 50).

Si applichi ai morsetti di entrata 1, 2 una corrente impulsiva I 1(t); questa compensa le correnti nei rami resistivo e capacitivo:

$$I\,1(t) = \frac{v}{R} + c\,\frac{dv}{dt} = v\left(\frac{1}{R} + C\,\frac{d}{dt}\right),$$

dove v è la tensione utile di uscita ai capi del circuito ai morsetti 3, 4, la quale ha l'espressione:

$$v = IR\,(1 - e^{-t/RC}) = IR\,(1 - e^{-t/\tau}) \qquad [43]$$

Si applichi ora ai morsetti di entrata 1, 2 una corrente alternata costante di pulsazione $\omega = 2\pi f$; detta $\overline{Y}$ l'ammettenza totale del circuito e G la conduttanza dell'elemento resistivo, per la tensione V_f alla frequenza f ai morsetti di uscita 3, 4 si ha:

$$\frac{V_f}{V_0} = \frac{G}{\overline{Y}} = \frac{1/R}{1/R - \dfrac{\omega C}{j}} = \frac{1/R}{1/R + j\omega C} = \frac{1}{1/R + j\omega CR}, \text{ ossia:}$$

$$V_f = V_0\,(1 + j\omega\tau)^{-1} \qquad [44]$$

essendo $\tau = RC$ la costante di tempo.

La [43] e la [44] assicurano che per il filtro passa basso monocellulare a RC in parallelo la [36] e la [38] sono esattamente verificate.

IV) Filtro passa basso a due cellule, a R e C, alimentato a tensione costante.

Sia il filtro costituito come in fig. 51. Si applichi ai morsetti 1, 2 di entrata la tensione impulsiva V1(t). Detta i_1 la corrente che circola nella prima cellula (R_1, C_1) e i_2 la corrente che circola nella seconda cellula (R_2, C_2) si osserva che il condensatore C_1 è percorso da i_1 in un senso e da i_2 in senso inverso; perciò la tensione applicata deve compensare nella prima cellula la caduta ohmica $R_1\,i_1$ e la tensione ai capi di C_1 che vale:

$$\frac{1}{C_1}\left(\int i_1 dt - \int i_2 dt\right)$$

(N.d.R.) La numerazione delle figure e delle formule continua quella dei precedenti articoli ai quali si rinvia il Lettore per ogni e qualsiasi riferimento. Gli articoli suddetti sono apparsi nei seguenti fascicoli della Rivista:
parte prima: XXII - 9 - Settembre 1950 - pagg. 189 e segg.;
parte seconda: XXII - 10 - Ottobre 1950 - pagg. 213 e segg.;
parte terza: XXII - 11 - Novembre 1950 - pagg. 237 e segg.;
parte quarta: XXII - 12 - Dicembre 1950 - pagg. 261 e segg.;
parte quinta: XXIII - 2 - Febbraio 1951 - pagg. 25 e segg.;
parte sesta: XXIII - 3 - Marzo 1951 - pagg. 25 e segg.;
parte settima: XXIII - 4 - Aprile 1951 - pagg. 65 e segg.;
parte ottava: XXIII - 5 - Maggio 1951 - pagg. 89 e segg.;
parte nona: XXIII - 6 - Giugno 1951 - pagg. 121 e segg.;
parte decima: XXIII - 7 - Luglio 1951 - pagg. 145 e segg.;
parte undicesima: XXIII - 8 - Agosto 1951 - pagg. 169 e segg.;
parte dodicesima: XXIII - 9 - Settembre 1951 - pagg. 189 e segg.;
parte tredicesima: XXIII - 10 - Ottobre 1951 - pagg. 213 e segg.;
parte quattordicesima: XXIII - 11 - Nov. 1951 - pagg. 245 e segg.

Introducendo il simbolo $D^{-1} = \int$, giusta i canoni del calcolo operatorio, si ha:

$$V\,1(t) = R_1\,i_1 + \frac{1}{C_1 D}(i_1 - i_2) = \left(R_1 + \frac{1}{C_1 D}\right) i_1 - \frac{1}{C_1 D}\,i_2 \qquad [45]$$

Nella rete composta da C_1, R_2, C_2 la tensione $\dfrac{1}{C_1 D}\,i_1$ ai capi di C_1 prodotta da i_1, eguaglia la somma della caduta ohmica

Fig. 50. - Filtro passa basso a RC in parallelo alimentato a corrente costante.

Fig. 51. - Filtro passa basso a due cellule (R, C) alimentoto a tensione costante.

$R_2\,i_2$ e delle tensioni $\dfrac{1}{C_1 D}\,i_2$ ai capi di C_1 e $\dfrac{1}{C_2 D}\,i_2$ ai capi di C_2, tutte e tre dovute a i_2.

Si ha dunque:

$$\frac{1}{C_1 D}\,i_1 = \left(R_2 + \frac{1}{C_1 D} + \frac{1}{C_2 D}\right) i_2 \qquad [46], \text{ da cui}$$

$$i_1 = \left(R_2\,C_1\,D + 1 + \frac{C_1}{C_2}\right) i_2$$

quest'ultima introdotta nella [45] permette di eliminare i_1 e di ottenere l'espressione di i_2 in funzioni delle costanti del circuito e dell'operatore D. Eseguendo la sostituzione si ottiene successivamente:

$$V\,1(t) = \left[\left(R_1 + \frac{1}{C_1 D}\right)\left(1 + R_2\,C_1 D + \frac{C_1}{C_2}\right) - \frac{1}{C_1 D}\right] i_2$$

$$= \left(R_1 + R_1 R_2 C_1 D + R_1\frac{C_1}{C_2} + \frac{1}{C_1 D} + R_2 + \frac{1}{C_2 D} - \frac{1}{C_1 D}\right) i_2$$

$$= \frac{\left(R_1 D + R_1\,R_2 C_1 D^2 + R_1\dfrac{C_1}{C_2}\,D + R_2 D + \dfrac{1}{C_2}\right)}{D}\,i_2$$

$$= \frac{R_1\,R_2\,C_1}{D}\left(\frac{D}{R_2 C_1} + D^2 + \frac{D}{R^2 C_2} + \frac{D}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right) i_2$$

$$= \frac{R_1 R_2 C_1}{D}\left[D^2 + D\left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1}\right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right] i_2$$

e infine:

$$\left[D^2 + D\left(\frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_2C_2} + \frac{1}{R_1C_1}\right) + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\right] i_2 =$$

$$= \frac{D}{R_1R_2C_1} \, V1(t) \qquad [47]$$

La [47] è un'equazione differenziale lineare del 2° ordine a coefficienti costanti, la cui soluzione fornisce il valore della corrente i_2 nel caso generale di $R_1 \neq R_2$ e di $C_1 \neq C_2$. Per ottenere la tensione di uscita v ai capi di C_2 è sufficiente eseguire la seguente integrazione:

$$v = \frac{1}{C_2} \int i_2 \, dt$$

In pratica è di interesse il caso particloare in cui $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$, ossia in cui il filtro è composto di due cellule uguali consecutive. Allora la [47] assume la forma:

$$\left(D^2 + \frac{3D}{RC} + \frac{1}{R^2C^2}\right) i_2 = \frac{D\,V1(t)}{R^2C} \qquad [48]$$

Ricerchiamo le soluzioni dell'equazione caratteristica

$$D^2 + \frac{3\,D}{RC} + \frac{1}{R^2C^2} = 0$$

esse sono

$$D = \frac{-3 \mp \sqrt{9-4}}{2\,RC} = \frac{-3 \mp \sqrt{5}}{2\,RC}, \text{ ossia}$$

$$D_1 = -\frac{2{,}618}{RC} \qquad D_2 = -\frac{0{,}382}{RC}$$

Perciò l'integrale generale della [48] vale:

$$i_2 = A\, e^{-0{,}382t/RC} + B\, e^{-2{,}618t/RC} \qquad [49]$$

Per determinare le costanti A e B si osserva che per $t = 0$ (condensatore scarico) deve essere $i_2 = 0$: $Di_2 = \frac{V}{R^2C}$. Ma per $t = 0$ la [49] fornisce: $0 = A + B$ ossia $A = -B$; tenendo presente quest'ultima, per la derivata prima della corrente i_2 si ha:

$$Di_2 = -\left[\frac{0{,}382}{RC} e^{-0{,}382t/RC} - \frac{2{,}618}{RC} e^{-2{,}618t/RC)}\right] A = \frac{V}{R^2C}$$

e per $t = 0$:

$$-\left(\frac{3-\sqrt{5}}{2RC} - \frac{3+\sqrt{5}}{2RC}\right) A = \frac{V}{R^2C} \text{ ; da cui}$$

$$\frac{\sqrt{5}}{RC} A = \frac{V}{R^2C}, \text{ ossia } A = \frac{V}{\sqrt{5}\,R}; \; B = -\frac{V}{\sqrt{5}\,R}$$

sostituendo questi valori di A e B nella [49] si ottiene:

$$i_2 = \frac{V}{\sqrt{5}\,R}\left[e^{-0{,}382t/RC} - e^{-2{,}618t/RC}\right] \qquad [50]$$

La tensione v ai capi di C_2 si determina, come annunciato, mediante l'integrazione:

$$v = \frac{1}{C}\int i_2\, dt = D^{-1}\, i_2 =$$

$$= \frac{V}{\sqrt{5}\,RC}\int \left(e^{-0{,}382t/RC} - e^{-2{,}618t/RC}\right) dt$$

ricordando che $\int e^{-\alpha t}\, dt = -\frac{1}{\alpha} e^{-\alpha t}$, si ottiene successivamente:

$$v = \frac{V}{\sqrt{5}\,RC}\left[-\frac{RC}{0{,}382} e^{-0{,}382t/RC} + \frac{RC}{2{,}618} e^{-2{,}618t/RC} + K\right]$$

$$= V\left[-\frac{e^{-0{,}382t/RC}}{0{,}855} + \frac{e^{-2{,}618t/RC}}{5{,}86} + K\right]$$

$$= V\left[0{,}171\; e^{-2{,}618t/RC} - 1{,}171\; e^{-0{,}382t/RC} + K\right]$$

La costante K d'integrazione che compare in quest'ultima si determina ponendo in essa $t = 0$; in tal caso è $v = 0$, perciò: $0{,}171 - 1{,}171 + K = 0$; ossia $K = 1$ sostituendo questo valore di K nella precedente si ottiene in definitiva:

$$v = V\left[1 + 0{,}171\; e^{-2{,}618t/RC} - 1{,}171\; e^{-0{,}382t/RC}\right] \qquad [51]$$

Ponendo $\tau_1 = \frac{RC}{0{,}382} = 2{,}618RC$, e $\tau_2 = \frac{RC}{2{,}618} = 0{,}382RC$, la [51] diventa:

$$v = V\left[1 + 0{,}171\; e^{-t/\tau_2} - 1{,}171\; e^{-t/\tau_1}\right] \qquad [51 \text{ bis}]$$

La [51 bis] denuncia che per il filtro a due cellule di fig. 51 la [36] non è verificata. La differenza è però assai modesta. Infatti nella [51 bis] il termine $-1{,}171\; e^{-t/\tau_1}$ è preponderante rispetto al termine $-0{,}171\; e^{-t/\tau_2}$ perchè $1{,}71 > 0{,}171$ e perchè $\tau_1 > \tau_2$. Il termine in τ_2 è quindi trascurabile, per cui la [51 bis] può scriversi con approssimazione

$$v = V\left(1 - 1{,}171\; e^{-t/\tau_1}\right) \qquad [51 \text{ ter}]$$

poco differente dalla [36] che pertanto è approssimativamente valida anche per il circuito di fig. 51.

Si fa notare che la costante di tempo del circuito formato dalle due cellule a resistenza e capacità identiche ed in cascata vale circa 2 volte e mezza quella di una sola cellula, infatti si è dimostrato che $\tau_1 = 2{,}618\, RC$, dove RC rappresenta la costante di tempo per l'appunto di una sola cellula. Di questo fatto si approfitta nei circuiti integranti per la generazione dell'impulso verticale, come già si è indicato nelle pagine precedenti (v. fig. 24, 25, 34) per migliorare la forma d'onda dell'impulso triangolare sincronizzante verticale, che risulta in tal modo esente da dannose frastagliature.

Ricerchiamo ora la $v = V_f$ d'uscita nel caso in cui fra i morsetti 1 e 2 di entrata sia applicata una tensione alternata costante di pulsazione $\omega = 2\pi f$. E' evidente che se $f = 0$, cioè in corrente continua, la tensione $v = V_o$ di uscita coincide con la tensione applicata.

Posto:

$R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$

$\overline{Z}$ = impedenza totale del circuito di fig. 51

I = modulo della corrente principale tra i morsetti 1, 2

$X_1 = -j/\omega C$ reattanza della capacità C alla frequenza f

$\overline{Z_1} = R - j/\omega C$ impedenza della seconda cellula derivata sul primo condensatore C

i_1 = modulo della corrente nel ramo derivato capacitivo

i_2 = modulo della corrente nel ramo derivato di impedenza $\overline{Z_1}$

si ha:

$$I = \frac{V_o}{\overline{Z}} = \frac{V_o}{R + \dfrac{X_1\,\overline{Z_1}}{X_1 + \overline{Z_1}}} \qquad [52]$$

Ricordando che la corrente in un ramo di un arco doppio formato da due impedenze in parallelo è data dalla corrente principale che alimenta l'arco moltiplicato per l'impedenza dell'altro ramo derivato e divisa per le somme delle impedenze dei due rami, si può scrivere:

$$i_2 = \frac{I\,X_1}{X_1 + \overline{Z_1}} \text{ e per la [52]}$$

$$i_2 = \frac{V_o}{R + \dfrac{X_1\,\overline{Z_1}}{X_1 + \overline{Z_1}}} \cdot \frac{X_1}{X_1 + \overline{Z_1}} \qquad [53]$$

Quindi la tensione V_f ai capi del condensatore C di uscita è data da:

$$V_f = X_1 i_2 = \frac{V_o}{R + \frac{X_1 \overline{Z}_1}{X_1 + \overline{Z}_1}} \cdot \frac{X_1^2}{X_1 + \overline{Z}_1} =$$

$$= \frac{V_o}{R \left(\frac{1}{X_1} + \frac{\overline{Z}_1}{X_1^2}\right) + \frac{\overline{Z}_1}{X_1}}$$

sostituendo in quest'ultima le espressioni di X_1 e Z_1, si ha successivamente:

$$V_f = \frac{V_o}{R \left(-\frac{\omega C}{j} + \frac{R - \frac{j}{\omega C}}{\left(-\frac{j}{\omega C}\right)^2}\right) + \frac{R - \frac{j}{\omega C}}{-\frac{j}{\omega C}}}$$

$$= \frac{V_o}{R\,(j\omega C - R\omega^2 C^2 + j\omega C) + j\omega RC + 1} =$$

$$= \frac{V_o}{1 + 3j\omega RC - \omega^2 R^2 C^2} \qquad [54]$$

Trattandosi di un filtro passa basso interessa particolarmente il suo comportamento alle basse frequenze per il quale il termine che compare nel denominatore della [54] diventa trascurabile; per cui:

$$V_f = \frac{V_o}{1 - 3j\omega RC} \text{ e ricordando che } \tau_1 = 2{,}618\ RC:$$

$$V_f = V_o\,(1 + 1{,}15 j\omega\tau_1)^{-1} \qquad [55]$$

La [55] significa che nel caso in esame la formula semplificata [38] è solo approssimativamente verificata, mentre la [55] è un caso particolare della formula completa [37] in cui si faccia: $a = 1$; $c = 0$; $b = 1{,}15$. Alle alte frequenze la risposta del circuito cade rapidamente secondo la [54] il cui denominatore è una quantità complessa, per cui il valore del suo modulo è indipendente dal segno del termine $\omega^2 R^2 C^2$ che può essere considerato in valore assoluto, in quanto questa grandezza è in quadratura col termine immaginario, quindi il suo segno ha solo valore per la determinazione della fase, ma non dell'ampiezza risultante dalla somma vettoriale dei due componenti entrambi funzione crescente di ω; si osserva infine che essendo $3j\omega RC >> 1$, l'unità può essere trascurata alle alte frequenze, il che giustifica maggiormente la precedente osservazione.

In conclusione le frequenze elevate sono fortemente attenuate, cosa perfettamente logica trattandosi di un filtro passa basso.

(continua)

sulle onde della radio

La General Electric rende noto che prossimamente inizierà le sue emissioni in colori con un nuovo sistema conforme alle deliberazioni del « National Television System Committee ».

Tra non molto, la C.B.S. migliorerà i suoi ricevitori aumentando la superficie dello schermo e riducendo l'ingombro apparente del disco.

L'industria ha incominciato a produrre dei convertitori che permettano di ricevere in colori le emissioni a colori su normali televisori a bianco e nero.

* * *

Due nuove stazioni radiofoniche del Vaticano sono in via di installazione in territorio italiano.

Così il Vaticano potrà mettere in servizio il trasmettitore da 100 kW previsto dagli accordi internazionali di Copenaghen e che per mancanza di spazio non potevano esser collocati nel territorio Pontificio.

Queste installazioni saranno collegate alla Centrale vaticana per mezzo di ponti radio ad onde ultra corte. Il Governo Italiano ha accordato a queste nuove stazioni il privilegio della extraterritorialità.

Ai Lettori,

Con le recenti precisazioni del Governo Italiano circa il prossimo assetto del servizio di Televisione circolare, la situazione della TV in Italia si è fatta chiara e concreta.

L'interesse dei radiotecnici ed anche dei non tecnici per i problemi della TV è cresciuto enormemente.

La bibliografia e le riviste tecniche in argomento sono scarse e non riescono comunque a colmare una reale ed avvertita lacuna.

La Rivista « L'ANTENNA » *ormai ben nota ed accreditata nel mondo radioelettronico ha deciso di venire incontro ai suoi fedeli Lettori desiderosi di esser tenuti al corrente dei più recenti sviluppi della tecnica televisiva, creando uno speciale supplemento dal titolo:*

che verrà inserito nel consueto fascicolo a partire dal prossimo numero di Gennaio.

alla cui redazione collaboreranno i tecnici più noti e specializzati in tale settore, accrescerà enormemente l'interesse di tutti i tecnici per la nostra Rivista.

sarà la pubblicazione più attiva ed apprezzata dai tecnici italiani e contribuirà sicuramente al tanto necessario potenziamento della schiera degli specializzati nella tecnica televisiva: col vostro consenso e con i vostri suggerimenti, diverrà la Rubrica più attesa.

Non mancate, al prossimo numero!

*

LA TELEVISIONE IN ITALIA

LA RETE NAZIONALE TELEFONICO-TELEVISIVA IN CAVO COASSIALE

Il 20 ottobre scorso con una intima e simpatica cerimonia, alla presenza del Ministro delle Poste e Telecomunicazioni On.le Spataro, del Sindaco di Verona Sen. Uberti, ex sottosegretario alle Poste e Telecomunicazioni, dell'Ispettore Generale Superiore alle Telecomunicazioni, delle Autorità locali e dei dirigenti della S.I.R.T.I., si è dato il « via » a Verona alla posa della prima bobina di quel cavo coassiale che costituirà l'inizio della rinnovata modernissima rete telefonica italiana.

Di tale rete in cavo coassiale già si è parlato con molta insistenza da diversi anni e parecchi indugi sono stati frapposti alla conclusione definitiva dei relativi contratti di appalto.

Secondo le dichiarazioni del Ministro, questa nuova rete in cavo coassiale coinvolge, nella prima fase di attuazione, un onere di circa 25 miliardi di lire.

Al compimento della seconda fase prevista nel piano generale di questo gigantesco lavoro, la nuova rete coassiale si estenderà su tutta la penisola italiana da Palermo a Trieste, Venezia, Milano, Torino, passando per Napoli, Bari, Roma, Firenze, Genova, per citare solo le principali città.

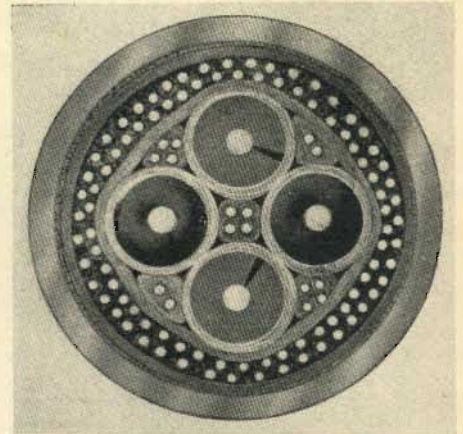
Reti telefoniche in cavo coassiale si vanno ormai diffondendo rapidamente in tutte le maggiori Nazioni del mondo.

La tecnica delle telecomunicazioni su cavo coassiale costituisce un notevole progresso sulla tecnica sino ad oggi applicata alle telecomunicazioni per grandi distanze.

Basti pensare che un solo elemento di cavo coassiale (che in gergo tecnico viene chiamato « tubo ») consente la trasmissione contemporanea di 960 conversazioni telefoniche in un senso: un secondo « tubo » trasmette le corrispondenti altre 960 conversazioni in senso opposto. Per realizzare quindi 960 conversazioni telefoniche complete contemporanee occorrono due elementi (o « tubi ») di cavo coassiale. Le caratteristiche di detti « tubi » permettono la trasmissione di un programma di televisione secondo le caratteristiche che più innanzi accenneremo.

A tale scopo sono previsti nei cavi italiani altri due elementi o « tubi » unitamente ai primi due e riservati al servizio di televisione. Il cavo coassiale completo del quale, come si è detto, è stata testè iniziata la posa, è composto essenzialmente da quattro « tubi »: due per le comunicazioni telefoniche o televisive in un senso e due per le corrispondenti comunicazioni in senso opposto.

In totale quindi, il cavo coassiale della nuova rete nazionale consentirà la trasmissione contemporanea massima di 960 conversazioni telefoniche più due programmi televisivi (uno in un senso ed uno in senso opposto).

Ogni 10 km circa lungo il percorso del cavo sui due tubi telefonici vengono inseriti speciali amplificatori a larga banda (sino a 4 MHz circa) che compensano l'attenuazione della trasmissione e ristabiliscono il livello voluto. Piccole cabine in muratura scaglionate ogni 10 km lungo il cavo ospitano tali amplificatori.

Sezione del cavo coassiale a 4 tubi; vi sono visibili i circuiti di alimentazione e di servizio, nonchè bicoppie telefoniche in servizio locale.

Alla trasmissione televisiva è dedicata una banda di 4-4,5 MHz.

Ne consegue che la banda totale di 5 MHz richiesta dallo « standard » C.C.I.R. a 625 righe adottato dall'Italia, viene quasi completamente trasmessa attraverso il cavo coassiale, dimodochè la ricezione sugli schermi dei televisori di un programma trasmesso via cavo coassiale risulta praticamente identica a quella di un programma irradiato direttamente dalla stazione locale.

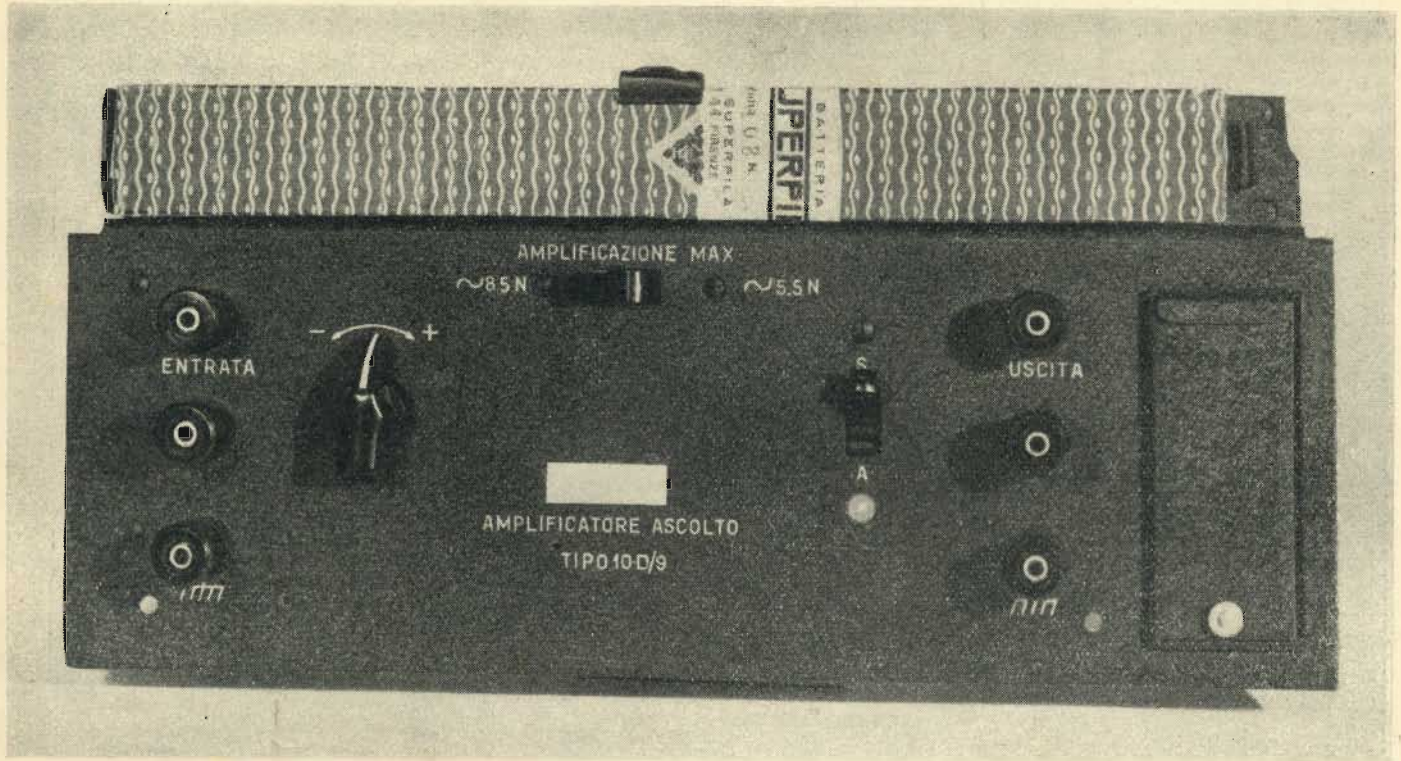
Comunque limitazioni ben più cospicue alla banda video trasmessa di quella sopra citata sono normalmente ammesse nella pratica corrente delle trasmissioni TV. Nella rete americana di cavi coassiali, che è stata recentemente estesa ed ampiata in misura notevole, la banda di 4,5 MHz richiesta dallo « standard » americano a 525 righe viene normalmente ridotta a poco meno di 3 MHz.

La posa di tutta la rete di cavi coassiali in Italia richiederà più di 4 anni di lavoro: tale lavoro verrà effettuato a tratte variamente dislocate in esecuzione contemporanea.

Per ora è stata iniziata la posa dei tratti Verona - Milano e Firenze - Pisa. L'ordine di precedenza delle tratte future è comunque in dipendenza delle necessità contingenti di circuiti telefonici.

Come ha opportunamente precisato il Ministro Spataro, il programma dei primi impianti trasmittenti televisivi in Italia da realizzare entro il 1953 non è vincolato a quello della messa in esercizio dei cavi coassiali. Pertanto i primi trasmettitori dell'Alta Italia (Torino - Milano - M. Penice) saranno intercollegati mediante ponti - radio; tale rete di video collegamenti a ponte-radio coesisterà poi coi cavi coassiali, quale opportuna riserva in casi di emergenza.

Una situazione analoga si è verificata in America ed in Inghilterra. *Electron*

La S.I.R.T.I. inizia la posa della prima bobina di cavo coassiale della nuova rete telefonica italiana.

L'amplificatore portatile estratto dalla sua custodia. Pannello frontale e distribuzione comandi.

UN AMPLIFICATORE PORTATILE

TRE STADI ACCOPPIATI A RESISTENZA - CAPACITÀ

di GAETANO DALPANE

Un apparecchio portatile molto comodo do per l'amplificazione di frequenze acustiche è quello rappresentato schematicamente in fig. 1.

Il suo uso è indispensabile per il bilanciamento di ponti diversi (di Wheatstone, di Sauty e di Maxwell) quando debbasi amplificare un « tono » debole e in molte misure telefoniche e di laboratorio.

Dovendo essere usato colla cuffia è necessario che la potenza massima di uscita sia moderata, onde evitare che false manovre durante la misura non si abbia mai un suono in cuffia tale da dare all'operatore preoccupazioni... per il suo orecchio.

L'alimentazione (a batterie di pile) è incorporata. Il tutto forma un complesso, come si può notare dalle fotografie, di piccole dimensioni e molto maneggevole.

I filamenti delle valvole sono alimentati da due batterie (in parallelo) da 1,5 V del tipo cilindrico, del diametro di 34 mm e di 63 mm di lunghezza. L'assorbimento totale è di 150 mA.

La batteria anodica è una Superpila da 103 V, a sezione quadrata, di 34×34 mm e di 290 mm di lunghezza. La corrente anodica assorbita è di soli 3,5 mA.

Fig. 1. - L'amplificatore ascolto tipo 10-D/9: guadagno massimo 8,8 neper (Np), rumore fondo 4 neper su 600 ohm; guadagno massimo 5,8 neper, rumore fondo nullo; uscita massima + 1,5 neper su 600 ohm; caratteristica di frequenza lineare entro 0,1 neper da 200 a 10.000 Hz.

IL CIRCUITO

Il circuito è semplificato al massimo: consta di 3 stadi accoppiati a resistenza-capacità.

Il trasformatore di entrata è bilanciato ed è stato costruito su un nucleo di « permalloy ».

Il rapporto delle impedenze di 10 kΩ/50 kΩ.

Il lato alta impedenza è chiuso sul potenziometro regolatore di guadagno.

Un'ulteriore regolazione di guadagno si ottiene a mezzo di un commutatore, e il guadagno massimo può essere di 9 neper oppure di 6 neper circa. Rispettivamente il guadagno in tensione (riferito come rapporto fra la tensione uscente su 600 Ω e quella entrante su 10 kΩ) è di circa 8000 e 400 volte.

Anche il trasformatore di uscita è stato costruito su « permalloy ». Per facilitarne la costruzione la valvola è stata collegata a triodo. Con ciò la resistenza interna risulta minore.

Il rapporto delle impedenze, in tal modo, per quanto riguarda il trasformatore, è di 40 kΩ/600 Ω.

Aspetto posteriore del telaio dell'amplificatore ascolto tipo 10-D/9. Disposizione componenti e schermature.

La caratteristica di frequenza è lineare entro 0,1 neper da 200 Hz a 10.000 Hz.

La foto mostra l'apparecchio completo: le dimensioni sono 180×180×330 mm.

Le batterie di pile danno all'apparecchio un'autonomia di funzionamento di oltre 400 ore. *

sulle onde della radio

Una camera televisiva subacqua che viene ora sviluppata da una ditta britannica segnerà probabilmente un importante progresso nello studio scientifico dei mezzi destinati a migliorare il rendimento dei campi di pesca. Per accelerare questo lavoro l'Associazione Scozzese di Biologia Marina ha ricevuto recentemente una cospicua sovvenzione dalla Commissione Scozzese per lo Sviluppo delle Zone di Pesca onde vengano svolte ricerche sulla televisione subacquea.

La camera, che ha dato risultati promettenti nel corso delle prove iniziali svolte due anni fa, viene approntata in cooperazione con una ditta radio britannica e si prevede sarà pronta per la prossima primavera.

Una delle maggiori difficoltà per le ricerche sulla vita marinara è rappresentata dall'oscurità che si risconta ad una certa profondità. Recentemente è stata usata sempre di più la fotografia sottomarina, ma una macchina fotografica con apparato televisivo permetterà agli scienziati di ottenere una documentazione permanente di qualsiasi caratteristica desiderino studiare. Essa permetterà anche agli esperti di seguire il funzionamento delle varie apparecchiature per la pesca e di studiare i mezzi per migliorarle. Anche lo studio della vita marina, e di come questa sia influenzata dalle proprietà chimiche e fisiche dell'acqua, sarà notevolmente semplificato da un apparato televisivo.

* * *

Durante l'alluvione che ha funestato, recentemente, tante parti d'Italia, i radianti hanno collaborato al coordinamento dei soccorsi prestando la loro opera preziosa.

Difficoltà si presentavano per la presenza nella gamma 7 MHz di altri O. M. ma sono state eliminate prontamente mediante speciali annunci radio diffusi anche dalla R.A.I.

* * *

Dal 18 novembre funziona in Sicilia il trasmettitore di Caltanissetta sulla frequenza di 566 kHz. Questo trasmettitore, che usufruisce della frequenza più bassa assegnata all'Italia e che facilita la propagazione in terreni montuosi, di colpo ha fatto migliorare le condizioni di ricevibilità della rete azzurra nella zona. L'intensità di campo ottenuta col trasmettitore, ad eccezione di due piccolissime zone servite da altri due trasmettitori vicini a Palermo e Messina, come minimo è di 2,5 mV/metro, ciò che corrisponde ad una ricezione scevra da disturbi. Nello stesso edificio troverà alloggio anche un trasmettitore ad onde corte che avrà una potenza di 25 kW e che servirà a trasmettere lo stesso programma della rete azzurra per migliorare le condizioni di ricevibilità di tale programma nel bacino mediterraneo.

* * *

A giorni uscirà edito da O. Lund Johansen il « World Radio Handbook for Listeners » pubblicato in Danimarca in lingua inglese. Tale W. R. H. è stato definito una enciclopedia dei programmi radio. Esso porta di ogni stato del mondo i programmi, le stazioni e la lunghezza d'onda accompagnandoli da mille altre notizie, infine un'elenco completo di tutte le stazioni ad onda corta mondiali. Tale volumetto di circa 120 pagine può essere acquistato presso la nostra Casa Editrice. Esso non dovrebbe mancare sul tavolo di ogni O.M. o appassionato di ricezioni radio.

Il prezzo ascende a circa 800 Lire.

* * *

L'Albanese « Radio Tirana » emette ad onde corte, in lingua italiana, due programmi serali. Il primo alle 19,15 e l'altro alle 21,15. La lunghezza d'onda è di metri 38,22.

* * *

La « Voce dell'America » ha cambiato le proprie lunghezze d'onda adottando le frequenze invernali.

I programmi possono ascoltarsi ora alle ore 7,15 su metri 31,20 - 31,38 - 49,02 - 49,18 - 49,67 - 30,93 - 31,45 - 41,27 - 41,38 - 48,86 - 41,58 - 48,62 - 49,34 - 49,50 - 49,89 - 250,8 - 379,3;

alle 18,15 su metri 13,91 - 16,90 - 19,74 - 30,93 - 41,67 - 48,86 - 49,34;

alle ore 21,30 su metri 13,91 - 25,45 - 31,48 - 31,51 - 48,36 - 49,34 - 49,67 - 250,8.

SURPLUS...

IL COMPLESSO RICEVENTE TRASMITTENTE SCR-506-A

(PARTE SECONDA)

a cura di G. BORGONOVO

IMPIEGO DELL'APPARATO

13) Ricevitore BC652A

L'interruttore *OFF-ON* posto sul pannello del ricevitore controlla tutti i circuiti di alimentazione, e quando il comando *INCREASE OUTPUT* è girato a destra il ricevitore è pronto per l'uso.

Per ricercare il segnale desiderato il comando *BAND CHANGE* deve essere posto nella posizione corrispondente alla banda voluta, e quello di sintonia va portato sulla frequenza voluta, che verrà letta sulla scala.

Il commutatore *AVC-MVC-CW* permette di scegliere il tipo di emissione richiesto.

Quando si usa il calibratore a quarzo inserire l'interruttore posto nella parte sinistra del pannello del calibratore; tale interruttore controlla la tensione anodica dei tubi del calibratore stesso. L'intervallo dei punti di calibratura viene stabilito con il commutatore *INTERVAL* posto sul lato destro del pannello del calibratore, che determina un intervallo di 20 o di 100 kHz. Inserendo l'oscillatore di nota i segnali del calibratore saranno udibili nel ricevitore.

Altri usi del calibratore a quarzo saranno descritti al paragrafo seguente.

14) Trasmettitore BC653A

I tubi dell'oscillatore pilota, dello stadio separatore e del modulatore sono del tipo a bassa potenza di accensione e sono collegati in modo tale da venire inseriti a mezzo dell'interruttore di accensione dei filamenti del ricevitore. Poichè il ricevitore rimane di solito acceso per lunghi periodi di tempo, il trasmettitore rimane automaticamente pronto per entrare immediatamente in funzione senza attendere il riscaldamento dei tubi dei primi stadi.

1) *Funzionamento su frequenze prefissate.*

a) Dopo avere scelto le 4 frequenze A-B-C-D, rimuovere il coperchio segnato *MO COILS PRESET FREQUENCIES* ed aggiustare gli 8 ponticelli di collegamento secondo quanto indicato sul retro del coperchio di protezione.

Per esempio se la frequenza A è compresa tra 2 e 3 MHz connettere i 2 ponticelli A a sinistra; se invece si trova tra 3 e 4,5 MHz i relativi ponticelli vanno connessi a destra. La fig. 2 ([1]) mostra le disposizioni corrette ed errate dei ponticelli.

b) Dopo le operazioni di cui al punto precedente, ripetere la sistemazione dei ponticelli per lo stadio separatore. Tali ponticelli si trovano sotto un coperchio di protezione segnato *IPA COILS PRESET FREQUENCIES* e sono in numero di 4.

c) Portare poi il commutatore di gamma in posizione A. Questa operazione inserisce in circuito tutti gli elementi necessari per la trasmissione su tale frequenza.

d) Portare il commutatore *METER SW* in posizione *IPA PL* e portare il comando *POWER & EMISSION* su *CAL & NET*.

([1]) Vedi «*l'antenna*», Vol. XXIII, n. 11, Novembre 1951. pag. 263.

Tale manovra provoca l'avviamento del dynamotor, inserisce i filamenti dello stadio finale, ed applica la tensione anodica ai tubi oscillatore e separatore.

e) *Nota*: Nella posizione predetta del commutatore *POWER & EMISSION*, agli schermi dei tubi finali viene applicata una tensione negativa che li porta all'interdizione. In tali condizioni il segnale emesso dal tubo pilota può essere soddisfacentemente udito nel ricevitore.

Pins	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Resistances	0	0	0	0	0	∞	29	∞	∞
Volts	14	14	14	14	0	0	0	0	0

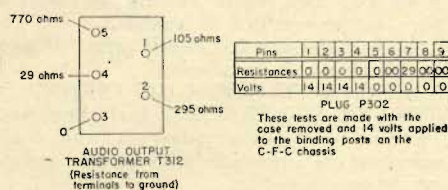



Fig. 5. - Trasformatore d'uscita T312 e bocchettone P302 con indicazione delle tensioni ai pedini.

f) Disporre il ricevitore per la ricezione telegrafica sul canale corrispondente a quello desiderato e ruotare il comando *PRESET FREQUENCIES FREQ. CONTROL A* fino al battimento zero.

g) Sintonizzare lo stadio separatore a mezzo del comando *PRESET FREQUENCIES IPA CONTROL A* e dello strumento *FIL & PL CURRENT*.

h) Ripetere tutte le operazioni sopra descritte per le altre 3 frequenze B-C-D usando le corrispondenti posizioni del commutatore di gamma.

i) Sintonizzare i circuiti dello stadio finale e d'aereo. Come risulta dallo schema della fig. 12 questi 2 circuiti sono stati riuniti in uno solo.

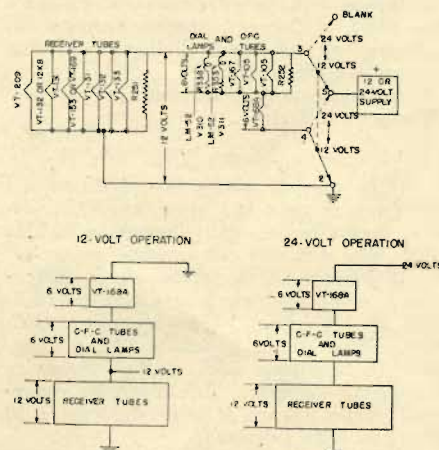



Fig. 6. - Schema di principio del ricevitore. Circuiti di accensione.

Col commutatore *BAND CHANGE* in posizione *A*, regolare le prese sulla bobina dello stadio finale secondo quanto indicato sul retro del relativo coperchio di protezione.

j) *ATTENZIONE!* Prestare la massima attenzione nella regolazione delle prese sulla bobina dello stadio finale, in quanto un eventuale corto circuito di 2 spire contigue produrrebbe una grave diminuzione di rendimento di tutto il trasmettitore.

k) Col commutatore *POWER & EMISSION* in posizione *CW* ¼ rimettere a posto il coperchio della bobina dello stadio finale. Portare il commutatore *METER SW* in posizione *PA PL*, abbassare il tasto J45 e regolare il comando *A ANTENNA COUPLING* fino a risonanza; se non si riesce a sintonizzare il circuito d'aereo spostare di una o due spire la presa sulla bobina del finale e ripetere l'operazione.

l) Una volta ottenuto il minimo di corrente anodica (risonanza) si dovrà ottenere una certa lettura sullo strumento *ANT. CURRENT* ed il trasmettitore emetterà segnali telegrafici ad un quarto della potenza nominale. Un leggero ritocco della sintonia sarà richiesto quando il commutatore di emissione venga portato in posizione *CW FULL* (piena potenza).

m) Ripetere le operazioni di cui al paragrafo precedente per le altre 3 frequenze prefissate, effettuando la prima regolazione con tensioni ridotte sullo stadio finale (*CW* ¼).

n) Quando si richieda per il trasmettitore una calibratura molto accurata su ognuno dei canali di frequenza prefissati si ricorre al calibratore a quarzo accoppiato al ricevitore BC652A, operando come appresso.

o) Distaccare il tasto J45. Portare il commutatore *BAND CHANGE* in posizione *A* ed il comando *POWER & EMISSION* su *CAL & NET*; nonchè il commutatore *AVC-MVC-CW* posto sul ricevitore su *MVC*, inserire il calibratore mediante il suo interruttore e porre il comando *INTERVAL* su 20 kHz. Sintonizzare il ricevitore sulla frequenza del canale *A*, che sarà in ogni caso un multiplo intero di 20.

p) Regolare l'uscita del ricevitore fino ad ottenere un segnale di soddisfacente intensità e regolare il comando *PRESET FREQUENCIES FREQ. CONTROL A* fino al battimento zero. Tale frequenza sarà quella esatta del canale cercato.

q) Ripetere accuratamente le stesse operazioni sopradette per gli altri 3 canali di frequenze prefissate, avendo cura di bloccare i rispettivi comandi con le apposite viti di fermo contrassegnate *LOCK*.

2) *Funzionamento su frequenze sintonizzabili.*

a) Questo tipo di operazione dell'apparato permette l'emissione su una frequenza addizionale rapidamente sintonizzabile su tutta la gamma di funzionamento del trasmettitore. Il funzionamento è simile a quello descritto nel paragrafo precedente, con la sola differenza che lo stadio pilota e lo stadio separatore sono monocomandati e calibrati col numero dei canali di emissione.

b) Portare il comando *BAND CHANGE* rispettivamente su *HF* o su *LF* a seconda che il canale desiderato si trovi tra i primi 50 oppure dal 51 al 125. Col com-

mutatore *POWER & EMISSION* in posizione *CAL & NET* ruotare il comando *TUNING LF-HF* fino a che il numero del canale voluto appaia all'apposita finestrella posta a fianco del comando stesso.

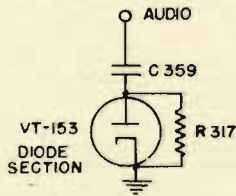
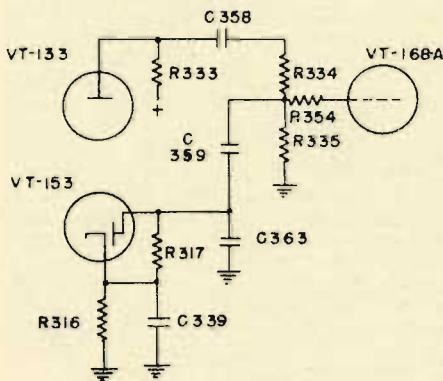



Fig. 7a. - Schema di principio del ricevitore. Circuito del silenziatore.

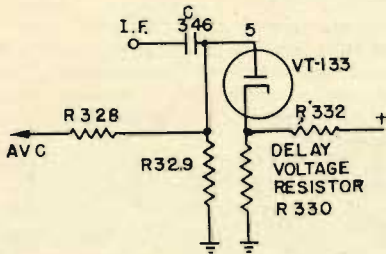



Fig. 7b. - Schema di principio del ricevitore. Circuito del CAV.

c) Col ricevitore disposto per ricezione telegrafica ed il calibratore escluso regolare il comando *MO RESET LF-HF* fino al battimento zero, controllando poi ancora la taratura col calibratore.

d) Per trasmettere su qualsiasi altra frequenza regolarsi secondo quanto sopra detto.

e) Col comando *POWER & EMISSION* su *CW* ¼ ed il commutatore dello strumento su *PA PL* aprire lo scompartimento della bobina dello stadio finale, regolare la presa centrale secondo l'apposita tabella contenuta sotto il coperchio della bobina. Richiudere ed abbassare il tasto, regolando il comando *ANT COUP LF-HF* per il minimo di corrente anodica. Passando poi in posizione *CW FULL* ritoccare i comandi di sintonia d'aereo fino ad ottenere sullo strumento di placca del finale una lettura compresa tra 4,5 e 5,5.

3) *Funzionamento in telefonia.*

a) Durante la trasmissione in fonia il dynamotor del trasmettitore è comandato dall'interruttore a mano posto sul microfono. Quando si impiega il microfono T17 il bottone di comando inserisce il relais di avviamento del dynamotor. Se invece si adopera il microfono T30A l'interruttore a mano SW141W compie la stessa funzione.

b) Dopo aver sintonizzato il trasmettitore su tutte le 5 frequenze di servizio basta portare il comando *POWER & EMISSION* in posizione *VOICE* e premere il bottone sul microfono per mettere in funzione l'apparato.

c) La corrente d'aereo durante la trasmissione in fonia è circa la metà di quella che si ha lavorando in posizione *CW FULL*: se fosse inferiore regolare la resistenza R177 come indicato al paragrafo 15.

4) *Cessazione del servizio.*

Per fermare tutto il complesso portare il comando *POWER & EMISSION* ed il comando *OFF-ON* del ricevitore in posizione *OFF*. Il complesso SCR506A si trova così completamente disinserito.

Raccomandazioni.

1) Prima di iniziare qualsiasi operazione di sintonia attendere almeno un quarto d'ora per dare modo ai tubi di raggiungere la temperatura di regime.

2) Non bloccare i comandi prima di avere terminato le regolazioni.

3) *NON DISINSERIRE GLI INTERRUTTORI DI SICUREZZA!!!* Essi sono stati installati per salvaguardare la vita degli operatori da eventuali scariche che possono essere mortali.

4) Durante il funzionamento dell'apparato tenere in funzione il motore del veicolo. In caso contrario si va incontro ad una rapida scarica delle batterie di bordo, con tutte le conseguenze che ne derivano.

5) Per tutte le operazioni di calibratura e di sintonia portare il comando *POWER & EMISSION* su *CAL & NET*. In tutte le altre posizioni il ricevitore rimane disinserito!

15) Notizie speciali

A) *Antenna ausiliaria AN24A.*

L'antenna AN24A viene impiegata nei casi in cui sia impossibile l'uso dell'aereo normale a stilo. Consiste in un filo della lunghezza di circa mt. 13,50 (6,75 se usato doppio) provvisto di appositi terminali per il suo fissaggio e collegamento. Essa viene normalmente usata fissando un capo del filo al veicolo attraverso un isolatore tipo IN86, e l'altro (sempre attraverso un isolatore) ad un ramo d'albero od altro sostegno equivalente.

Il collegamento al trasmettitore avviene all'estremo inferiore.

B) *Calibratore a quarzo* (figg. 16 e 19) [2].

1) In caso di sostituzione dei tubi del calibratore è necessario ritoccare il reostato di controllo del multivibratore a 20 kHz R208 come descritto nel seguente paragrafo.

2) Inserire il ricevitore ed il calibratore, e porre il commutatore *CFC INTERVAL* su 100 kHz. Col commutatore *AVC-MVC-CW* posto in posizione *CW* si sintonizzi il ricevitore sulla decima armonica del quarzo (2 MHz). Tale armonica è presente anche quando il multivibratore a 20 kHz non è in funzione.

Ciò vale anche per il segnale di 2,1 MHz. Indi, dopo avere portato il commutatore del calibratore su 20 kHz, contare il numero dei battimenti compresi tra 2 e 2,1 MHz; essi debbono essere in numero di 4, uno ogni 20 kHz. Qualora non fossero 4 ruotare il reostato di controllo R208 fino ad ottenere il numero esatto di battimenti nell'intervallo anzidetto.

Una volta soddisfatta questa condizione, sintonizzare il ricevitore su uno di questi nuovi punti di calibratura e ruotare il controllo R208 su tutta la sua corsa, notando in quali punti il battimento cade fuori gamma. La corretta posizione del reostato R208 è in mezzo a questi 2 punti.

3) Quando si usa il cristallo DC15A regolare il compensatore C201 fino a portare la frequenza di oscillazione a 200 kHz esatti; se si usa invece il porta quarzo FT241A il compensatore C201 va regolato al massimo della sua capacità.

4) L'induttanza L201 ed il condensatore C230 costituiscono il circuito volano dell'oscillatore, che risuona a 235 kHz quando si usa il cristallo DC15A. La taratura si effettua regolando il nucleo ferromagnetico posto nell'interno della bobina. Un voltmetro a valvola connesso ai capi della bobina si usa come indicatore di taratura. Un generatore di segnali con in serie una resistenza da 75.000 ohm va connesso ai capi del circuito oscillatorio. Operare col calibratore non inserito. La taratura si effettua iniettando un segnale di 235 kHz ed agendo sul nucleo della bobina L201 per la massima deviazione del voltmetro a valvola.

5) L'induttanza L202 rappresenta il carico della placca dell'esodo, e risuona alla frequenza del cristallo. La regolazione si effettua col calibratore in funzione connettendo il voltmetro a valvola ai capi della bobina e regolando il suo nucleo per la massima deviazione dello strumento indicatore.

C) *Taratura del ricevitore BC652A e sua manutenzione* (figg. 5, 6, 7, 15, 19) [3].

Per potere eseguire la taratura del ricevitore tenendolo fuori dalla sua casetta, esso porta nella parte posteriore 2 terminali per la connessione del dynamotor alla sorgente di alimentazione. Per escludere il circuito di desensibilizzazione del ricevitore collegare a massa il piedino 8 del bocchettone P302.

Attenzione! La taratura del ricevitore richiede l'impiego di apparecchiature di alta precisione e di personale tecnico specializzato, per cui tali operazioni sono sconsigliabili a chi non disponga di mezzi e di competenza adeguati.

1) Taratura del filtro di Media Frequenza.

Nel circuito di aereo ed in quello del convertitore sono stati posti 2 circuiti risonanti in serie per impedire che eventuali segnali di MF applicati in entrata vengano amplificati dagli stadi successivi. Entrambi vanno tarati applicando in entrata un forte segnale di 915 kHz e regolando i loro nuclei per la minima uscita.

2) Taratura dell'alta frequenza e dell'oscillatore locale.

Se la scala di sintonia risulta in passo a tutte le frequenze, l'oscillatore non richiede alcuna taratura. In caso contrario regolare i compensatori ed i nuclei fino a riportare in passo la scala, operando alle frequenze indicate a fianco delle viti di regolazione. I compensatori d'aereo e del convertitore vanno regolati per la massima uscita. La loro taratura va eseguita agli estremi alti della gamma di ricezione.

3) Taratura della Media Frequenza.

ATTENZIONE! Per un corretto allineamento dell'amplificatore di MF è necessario l'oscillografo catodico. Astenersi dal ritoccare la taratura se non assolutamente necessario! In caso contrario procedere come segue:

a) Portare il commutatore del ricevitore su *MVC* e connettere le placchette di deflessione verticale dell'oscillografo ai ca-

(2) Per la fig. 19, si rinvia il Lettore al prossimo fascicolo di questa Rivista.

(3) Vedi nota 2.

Fig. 8. - Schema di principio del trasmettitore. Circuiti di accensione.

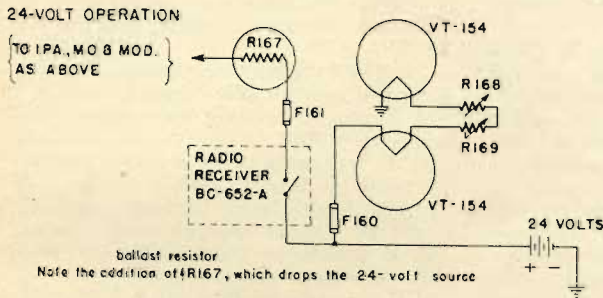
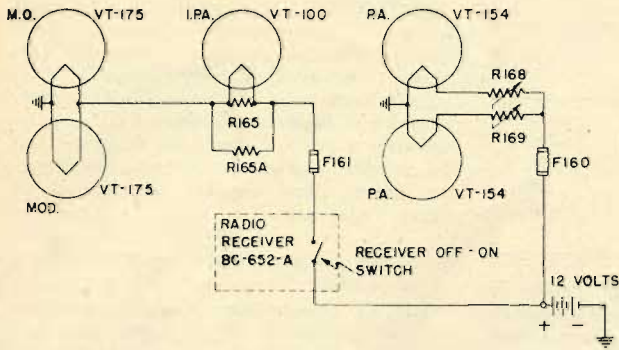



Fig. 9. - Schema di principio del trasmettitore. Circuiti di comando.

pi del condensatore C350. Applicare il segnale di MF proveniente da un generatore per allineamento visivo alla griglia di comando del terzo tubo di MF. Regolare i nuclei del trasformatore T310 fino a sovrapporre esattamente i 2 oscillogrammi visibili sul tubo catodico.

b) Iniettare il segnale di MF sulla griglia di comando del secondo tubo di MF e ridurre convenientemente l'ampiezza del segnale stesso. Regolare i nuclei del trasformatore T309 come per il precedente. Ripetere queste operazioni sul primo stadio MF e sul convertitore.

c) Non disponendo di oscillografo si potrà eseguire una taratura abbastanza approssimata collegando un generatore in griglia del tubo convertitore e tarando tutti i trasformatori per la massima indicazione di un misuratore di uscita connesso al posto della cuffia.

4) Taratura dell'oscillatore di nota.

Per la taratura dell'oscillatore di nota si proceda come segue:

Collegare il misuratore d'uscita e sintonizzarsi su un segnale qualsiasi, purchè costante, e sintonizzare col comando di sintonia per la massima uscita. Togliere poi la modulazione del segnale, portare il comando *AVC-MVC-CW* su *CW* e regolare il compensatore dell'oscillatore di nota fino ad ottenere il battimento zero in cuffia.

5) Gruppo di Alta Frequenza.

Il gruppo di AF è costruito in 3 sezioni separate, rispettivamente d'aereo, di conversione e dell'oscillatore. Ogni sezione comprende le sezioni del commutatore necessarie, le induttanze ed i compensatori di taratura montati su un unico castello e rinchiusi nello stesso schermo.

6) Sostituzione dei tubi.

Le figure 15 e 16 indicano la posizione dei singoli tubi sul telaio del ricevitore e del calibratore. Va posta particolare attenzione nel non scambiare tra loro tubi di identico tipo, ma di funzione diversa, per non alterare la taratura del complesso.

7) Misura delle tensioni e delle resistenze.

Il ricevitore BC652A va posto su *MVC* (eccetto per le misure allo zoccolo X306 per cui va posto su *CW*). Il comando *INCREASE OUTPUT* va posto al minimo e quello di sintonia su 2 MHz. Il calibratore va predisposto per intervallo di 20 kHz. Tutti i tubi debbono essere inseriti nei rispettivi zoccoli.

Per la misura delle tensioni la tensione di alimentazione deve essere di 14 V; per la misura delle resistenze il ricevitore deve essere staccato dalla sorgente di alimentazione. Tutte le misure vanno effettuate con uno strumento di sensibilità 1000 ohm/volt. Per i punti di misura riferirsi alle figure 15 e 16.

D) *Circuito elettrico del trasmettitore* (figg. 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 17, 18) [1].

1) Tutte le misure di tensioni vanno effettuate con uno strumento di resistenza 1000 ohm/volt. Tali misure sono tutte in corrente continua e vanno effettuate col terminale negativo dello strumento a massa, eccetto quando espressamente indicato diversamente.

2) I terminali del conduttore di alimentazione sono connessi ai terminali 10 e 11 del bocchettone P161. Un conduttore di 1 mmq. di sezione è sufficiente per tali misure in quanto l'assorbimento di corrente non è elevato. I terminali 1 e 10 vanno uniti insieme per chiudere il circuito al posto dell'interruttore *ON-OFF* posto sul ricevitore BC652A.

[1] Per la fig. 18 si rinvia il Lettore al prossimo fascicolo di questa Rivista.

TENSIONI E RESISTENZE VERSO MASSA

Zoccolo		*Piedino*							
		1	2	3	4	5	6	7	8
X301	resistenza	0	0,5	inf.	2,5 Mega	330	5500	0	2600
	tensione	0	13,3	1,7	0	1,7	88	0	136
X302	resistenza	0	0,5	2600	12000	51000	39000	0	330
	tensione	0	13,3	140	85	2	59	0	2,7
X303	resistenza	0	0,5	0	1,5 Mega	1500	4500	0	2600
	tensione	0	13,3	0	0	5,7	92	0	140
X304	resistenza	0	0,5	2600	5,6 Mega	5,6 Mega	45000	0	330
	tensione	0	13,5	132	0	0	74	0	2,1
X305	resistenza	0	0,5	0	1	500	15000	0	1300
	tensione	0	13,3	0	0	4,3	105	0	138
X306	resistenza	0	0,5	1300	12000	0,15 Mega	25000	0	220
	tensione	0	13,3	135	75	0,5	45	0	2,2
X307	resistenza	0	0,8 Mega	10000	0,5 Mega	0,5 Mega	0,1 Mega	0	0,5
	tensione	0	0,2	22,5	0,5	0	75	0	13,3
X308	resistenza	0	0,2	300	1000	0,33 Mega	0,33 Mega	0,5	220
	tensione	0	0	153	142	0	0	7	14

Calibratore inserito; commutatore intervallo su 20 kHz.

Zoccolo		*Piedino*							
		1	2	3	4	5	6	7	8
X201	resistenza	0	0,6	390	16000	1 Mega	9000	0,6	300
	tensione	0	13,1	143	90	0	115	7	2,7
X202	resistenza	0	20000	39000	39000	20000	0	0,3	0,6
	tensione	0	104	−6,4	−6,3	103	0	7	13
X203	resistenza	0	40000	30000	30000	50000	0	0,3	0,6
	tensione	0	62	−10	−10	50	0	7	13

a) Misura delle tensioni di filamento e di controllo.

TENSIONI DI FILAMENTO E DI CONTROLLO

Commutatore *POWER & EMISSION*	P161-1	F161 (*)	F160 (*)	X120-1(**)	X120-5	X140-5	L180-2
OFF	12	12	0	5,6	12	0	0
CAL & NET	12	12	12	5,6	12	10	10
CW ¼	12	12	12	5,6	12	10	10
CW FULL	12	12	12	5,6	12	10	10
VOICE 1°	12	12	0	5,6	12	0	0
VOICE 2°	12	12	12	5,6	12	10	4

Fig. 10. - Schema di principio del trasmettitore. Circuiti del relè di commutazione.

1) In caso di funzionamento a 24 V tutte le letture rimangono uguali, eccetto quelle delle prime 3 colonne che diventano 24 V.

2) In tutte le posizioni del commutatore *POWER & EMISSION* il relais di commutazione K161 viene comandato dal tasto J45. Col tasto bloccato ruotare il commutatore *BAND CHANGE*. Il relais di commutazione scatterà ad ogni rotazione del commutatore di banda indicando così il corretto funzionamento dell'interruttore di sicurezza S165.

3) Col commutatore *POWER & EMISSION* in posizione *VOICE* viene chiuso il contatto del tasto, ed il pulsante del microfono comanda l'eccitazione del relais K160 di avviamento del dynamotor. Poichè per le predette misure il dynamotor è stato estratto dalla sua sede, l'unico risultato sarà l'accensione dei tubi finali e della lampada spia LM52. La rimozione dei coperchi di protezione delle induttanze e dei ponticelli di collegamento delle medesime, nonchè dei coperchi di accesso ai fusibili ed ai tubi regolatori V160 e V161 provoca automaticamente la messa fuori servizio del relais K160. E' questo un dispositivo di sicurezza per impedire in ogni caso che l'operatore possa venire accidentalmente in contatto con elementi sotto tensione, le cui scariche sarebbero in ogni caso mortali.

b) Misura delle tensioni di placca e di schermo.

ATTENZIONE!!! Queste misure comportano l'esposizione a tensioni estremamente pericolose per la sicurezza dell'operatore! Regolarsi di conseguenza!!!

Introdurre nella sua sede il dynamotor. Togliere il fusibile superiore FU12A e ricollocare a posto il coperchio di protezione dei fusibili. Abbassare il tasto. Per queste misure usare cordoni e terminali di sicuro isolamento.

E) *Misura delle resistenze del trasmettitore BC653A.*

1) La tabella sotto riportata contiene punti di misura di grande importanza nella ricerca di eventuali avarie. La massima tolleranza sui valori indicati in tabella è del 10 %.

2) Per le misure di resistenza attenersi scrupolosamente alle seguenti norme:

a) Nessun cavo deve essere connesso al bocchettone P161.

b) Il trasmettitore deve essere rimosso dal telaio di base FT253A.

c) tutti i tubi, le tre lampade spia LM52 e tutti gli schermi debbono essere rimossi.

d) Il dynamotor DM42A (DM43A) deve essere rimosso dalla sua sede.

e) Il commutatore *POWER & EMISSION* deve essere in posizione *OFF*.

f) Il microfono ed il tasto debbono essere rimossi dalle rispettive prese.

g) L'apparato deve essere predisposto per funzionamento a 12 V.

h) Il commutatore dello strumento deve essere in posizione *PA PL*.

TENSIONI DI PLACCA E DI SCHERMO

Commutatore *POWER & EMISSION*	F163	F164	L102	L120	V120-2	L142	T180-1	T180-3
OFF	0	0	0	0	0	0	0	0
CAL & NET	1090	480	213	325	155	—46	0	—30
CW ¼	1010	510	214	340	155	30	0	0
CW FULL	1096	500	214	335	150	220	0	0
VOICE (*)	1060	445	213	310	135	150	300	—60

(*) Microfono T17 o T30A inserito, pulsante a mano o interruttore SW141W chiuso. Tasto J45 alzato.

(*) Ai 2 terminali del fusibile.
(**) Zoccolo X120, piedino N. 1 (Vedi fig. 6).
VOICE 1°: Microfono T17 o T30A inserito; commutatore a mano SW141W o pulsante di controllo disinserito.
VOICE 2°: Microfono T17 o T30A inserito commutatore a mano SW141W o pulsante di controllo inseriti.
(4) Per la fig. 18 si rinvia il Lettore al prossimo fascicolo di questa Rivista.

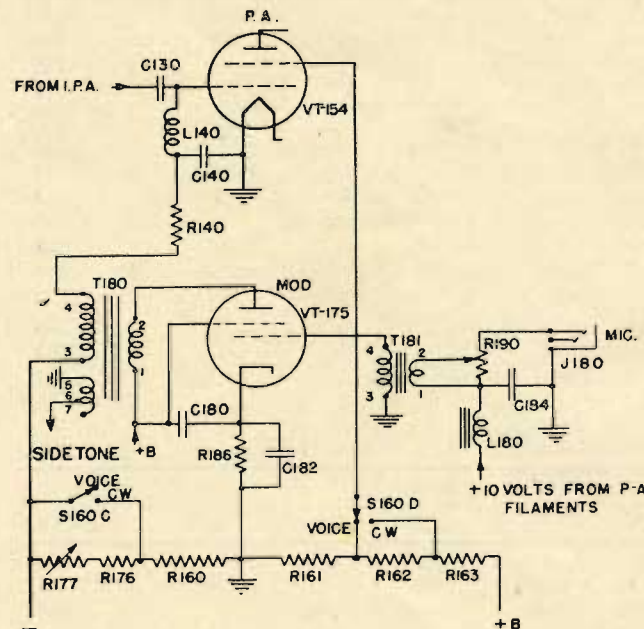



Fig. 11. - Schema di principio del trasmettitore. Circuiti del modulatore.

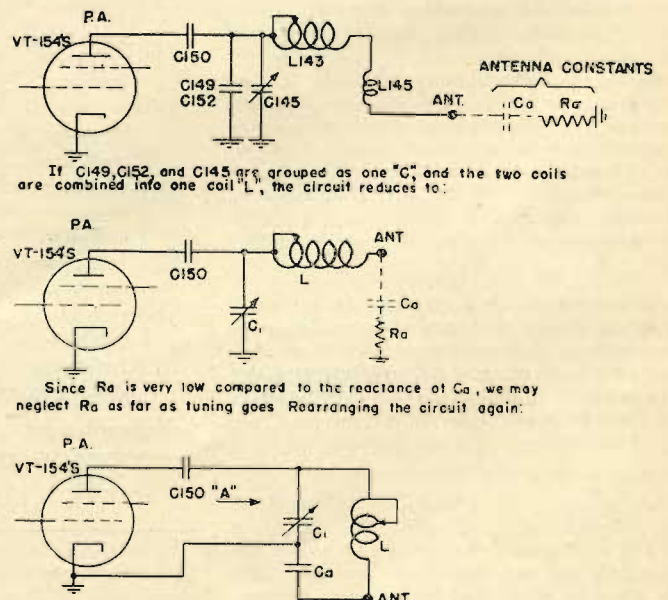



Fig. 12. - Schema di principio del trasmettitore. Circuiti dello stadio finale e d'aereo.

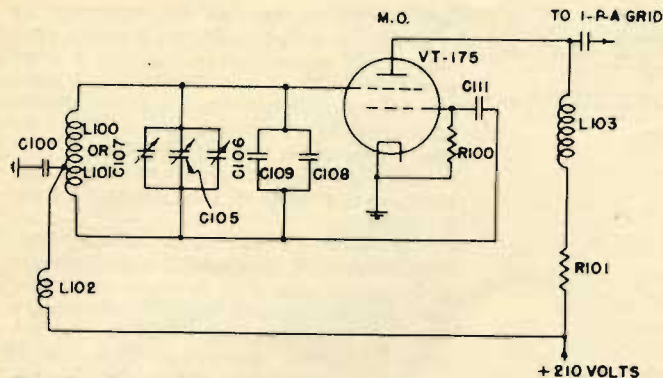



Fig. 13. - Schema di principio del trasmettitore. Circuito pilota.

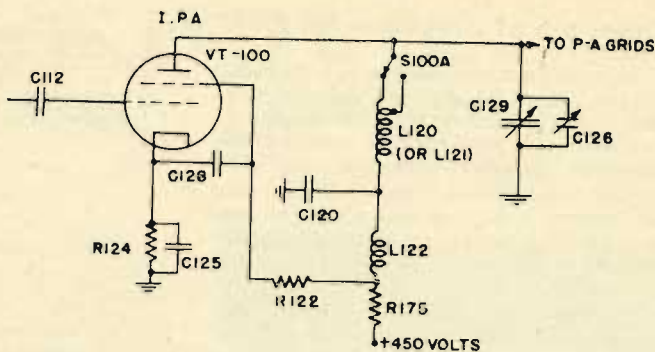



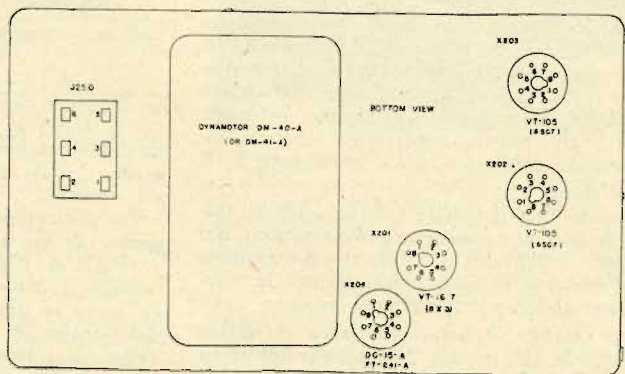
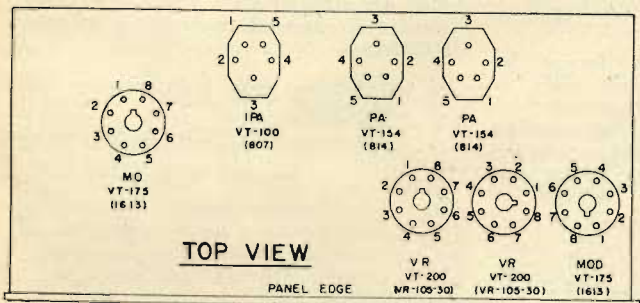
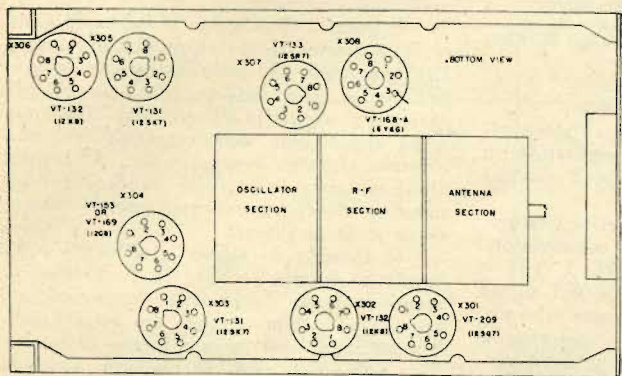
Fig. 14. - Schema di principio del trasmettitore. Circuito dello separatore.

Sopra, da sinistra a destra:

Fig. 15. - Posizione dei tubi sul telaio del ricevitore.
Fig. 16. - Posizione dei tubi sul telaio del calibratore a quarzo.

Di fianco:

Fig. 17. - Posizione dei tubi sul telaio del trasmettitore.

TABELLA DELLE RESISTENZE DEL TRASMETTITORE BC653A

tra il punto	e il punto	ohm
L180-1	L180-2	110
T181-1	T181-2 (*)	0-15
T181-3	T181-4	2300
T180-1	T180-2	490
T180-3	T180-4 (**)	490
T180-7	T180-5	220
T180-6	T180-5	110
P161-1	J 160 (***) molla	13
P161-1	X160-3 (1)	12,5
L102-1	L102-2	13
L103-1	L103-2	13
L122-1	L122-2	13
L140-1	L140-2	13
L141-1	L141-2	13
L142-1	L142-2	13
L144-1	L144-2	13
X100-1	massa	0
X100-2	X120-1	0
X100-3	X160-5	8000
X100-4	X160-5	13

tra il punto	e il punto	ohm
X100-5	massa	31,200
X100-6	non usato	——
X100-7	massa	0
X100-8	massa	0
X120-1	X120-5	15
X120-2	massa	39,000
X120-3	X100-5	48,700
X120-4	massa	390
X120 cappuccio	X120-2	22,160
X140-1	massa	0
X140-2	massa	infinito
X140-3	L140/R140	13
X140-4	massa	0
X140-5	X141-1	0-2,6 (2)
X140 cappuccio	massa	infinito
X141-1	X141-4	0
X141-2	X140-2	0
X141-3	X140-3	0
X141-5	massa	0
X141 cappuccio	X140 cappuccio	0

(*) Valore dipendente dalla posizione della resistenza R190.
(**) Comprende la resistenza R189.
(***) Per il controllo di K161 e di F161.
(1) Per il controllo di K160 e di F161.
(2) Valore dipendente dalla posizione del reostato *PA FIL*.

3) I valori delle resistenze del trasmettitore si trovano nello schema di fig. 18, e sono riportati su una targhetta posta sul retro dello schermo destro del trasmettitore. Si tenga presente che in caso di guasti le misure possono essere falsate da altri componenti in parallelo a quelli considerati. Per ogni caso dubbio si consulti lo schema di fig. 18.

F) *Taratura dell'oscillatore pilota.*

1) Lo schema di principio di fig. 13 mostra il funzionamento del circuito pilota. Il condensatore C105 viene regolato in sede di costruzione e provvede a mantenere lineare la caratteristica dello stadio. Durante il normale funzionamento questo circuito non richiede alcuna regolazione eccetto quella eseguita dal pannello.

In caso di avaria ai componenti del circuito che comporti un grave errore di taratura si proceda come appresso:

a) Col commutatore *BAND CHANGE* su *LF*, ruotare il comando *POWER & EMISSION* su *CAL & NET* e portare il comando *TUNING LF-HF* sul canale 10, corrispondente alla frequenza di 2,2 MHz.

b) Usando il ricevitore in unione col calibratore, sintonizzare in posizione *AVC* il canale 10 e portarsi esattamente al bat-

timento zero col compensatore *MO RESET LF-HF*.

Nota: Il comando predetto non va ruotato per più di 20 divisioni nei due sensi dal centro della sua scala, in quanto la sua gamma di regolazione è vincolata alla posizione del compensatore in serie C106.

Tale compensatore viene tarato in sede di fabbrica e non va più mosso, se non in caso di gravi avarie allo stadio pilota che comportino una grave alterazione della taratura.

c) Portare il comando di sintonia dell'oscillatore pilota e quello di sintonia del ricevitore sul canale 40 ed ascoltare il segnale del pilota come sopra. Se la taratura è corretta il segnale del canale 40 darà battimento zero col segnale 2,8 MHz emesso dal calibratore.

d) Se invece l'errore di taratura fosse notevole occorre ritarare l'induttanza L100. Per questa operazione spegnere il complesso e togliere il trasmettitore dal telaio FT253A. Rimuovere lo schermo inferiore del trasmettitore, nonchè lo schermo interno di protezione delle induttanze L100 ed L101.

e) All'estremo della bobina L100 si trova la vite di taratura; la sua rotazione nel senso delle lancette dell'orologio provoca un aumento di induttanza, mentre la rotazione antioraria ha effetto opposto.

f) Quando il battimento zero si ottiene portando il comando di sintonia del pilota oltre la linea di riferimento del canale 40 occorre aumentare l'induttanza; in tal caso regolare la vite di taratura ruotandola in senso orario fino ad ottenere il battimento nel punto corretto.

g) Riporre il trasmettitore sul telaio FT253A e ripetere le operazioni sopra descritte per l'altra gamma di frequenza, in modo da ottenere una taratura corretta su tutto il campo di frequenze coperto dal complesso.

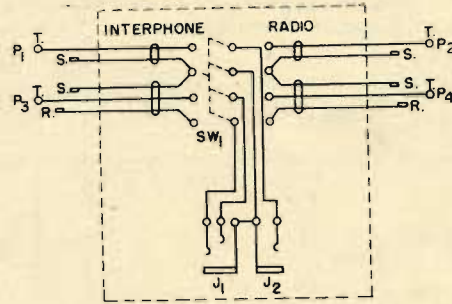



Fig. 20. - Scatola di commutazione BC658A. Schema elettrico.

G) *Taratura dello stadio separatore.*

1) Dopo la taratura dell'oscillatore pilota, occorre tarare lo stadio separatore in modo che il monocomando dei 2 circuiti sia corretto.

Per controllare la taratura del separatore, prima di toccarla, porre il commutatore *POWER & EMISSION* su *CAL & NET* e ruotare il comando di sintonia del pilota su tutta la gamma di frequenze elevate, dal canale 50 al canale 125, osservando nello stesso tempo le indicazioni della corrente anodica del separatore. Se l'indice dello strumento dà una lettura praticamente costante ed in ogni caso inferiore al segno 4 della scala, lo stadio è allineato correttamente.

2) Se invece lo strumento fornisce letture superiori al punto 4 della scala, occorre rimuovere il trasmettitore dal telaio di base ed alimentarlo come detto al paragrafo 15d 2 e 3. Col commutatore *POWER & EMISSION* su *CAL & NET* notare la corrente anodica del separatore in corrispondenza del canale 80. Staccare ogni tensione di alimentazione e girare il compensatore C126 di 1/8 di giro nei 2 sensi successivamente; rimettere a posto provvisoriamente lo schermo superiore, dare tensione e notare la corrente anodica.

3) Ripetere tale operazione fino a raggiungere il minimo di corrente anodica per lo stadio.

4) Mentre si osserva la corrente anodica, spostare il comando di sintonia verso le frequenze alte, e se la corrente anodica non rimane costante togliere tensione e ritoccare il compensatore C126 fino al minimo di corrente come sopra descritto. Il fatto sopra accennato indica che l'induttanza L121 è starata. La sua ritaratura si effettua spostando il relativo nucleo ferromagnetico.

5) Quando si aumenta il valore di C126 si deve diminuire il valore dell'induttanza L121 ruotando in senso antiorario la vite del nucleo. Per rendere più breve l'operazione si consiglia di eccedere dapprima nella regolazione della capacità per non doverla ripetere troppe volte. A regolazione ultimata la corrente anodica del separatore dovrà essere praticamente costante su tutta la gamma.

6) Quando lo stadio è allineato sulla banda di frequenze alte, lo è automaticamente anche su quella delle frequenze basse, in quanto la sintonia in detta banda è mantenuta assai larga a mezzo di nucleo fisso nella bobina L120 che non richiede alcuna regolazione.

7) Rimettere a posto definitivamente tutti gli schermi ed i coperchi di protezione e rimettere il trasmettitore sul telaio FT253A.

H) *Regolazione della polarizzazione sullo stadio finale.*

1) Il reostato R177 regola la tensione

(*il testo segue a pag. 294*)

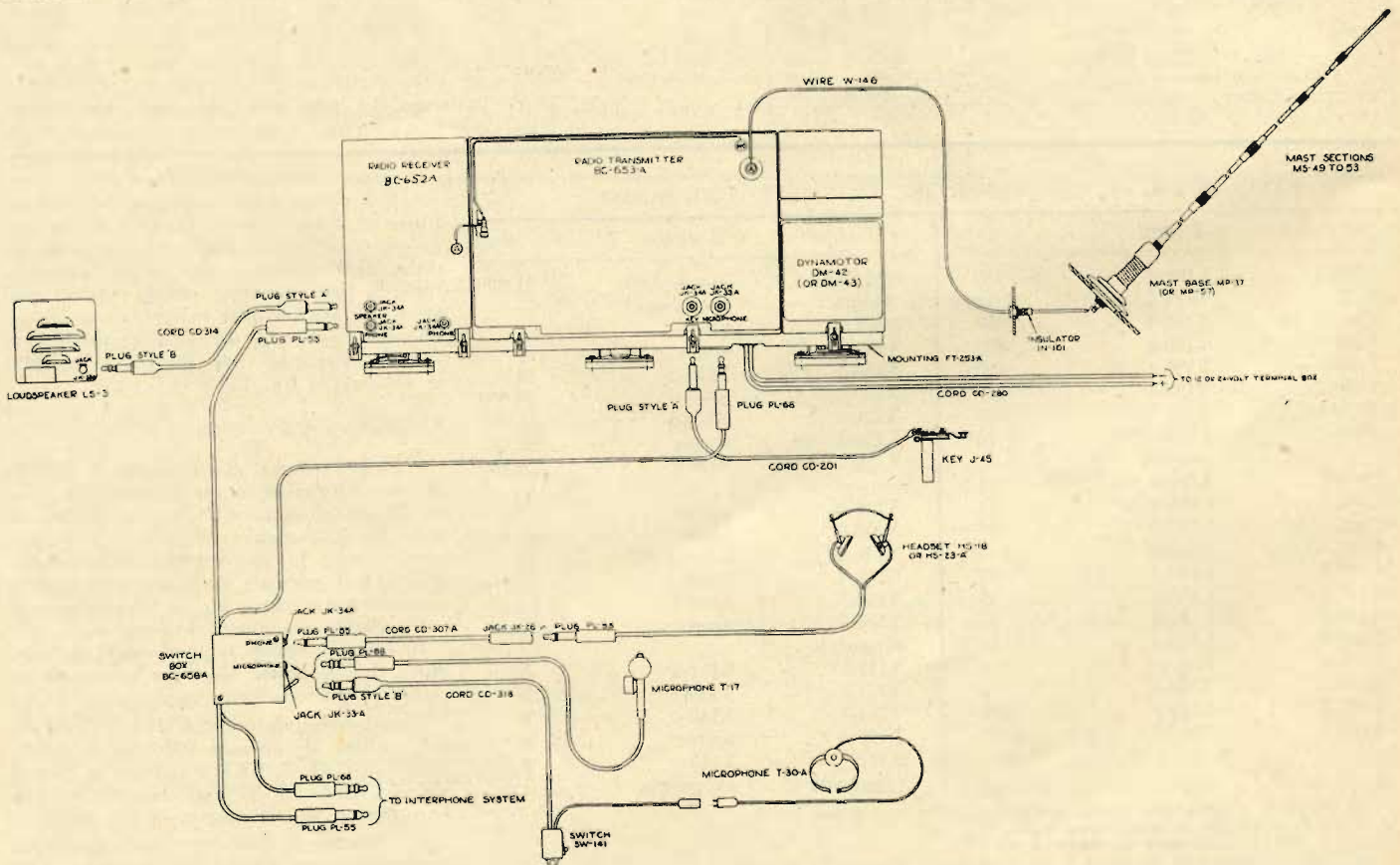



Fig. 21. - Complesso ricevente-trasmittente SCR506A. Schema globale delle connessioni tra le unità componenti.

RADAR IPERBOLICI

PARTE QUARTA (*)

BERARDO BIRARDI

DESCRIZIONE DELLA APPARECCHIATURA DI NAVIGAZIONE «GEE M K II»

Alcuni esemplari di questi apparati sono in funzione presso il Centro di Studi per la Fisica delle Microonde del C.N.R. di Firenze.

TABELLA 1 - COMPONENTI DEL « GEE » MKII

Unità	Classifica	Peso [kg]	Dimensioni [cm]		
			Lung.	Larg.	Alt.
Ricevitore	R 3645	16	46	23	20
Indicatore . . .	266	16	46	23	31
Antenna (per areomobile)	329	—	—	—	—
Circuito di accoppiamento . . .	51	—	—	—	—
Pannello di comando	3	9	30,5	30,5	30,5

Foto N. 1. - *Ricevitore Gee R 3645*
Vista anteriore: a sinistra si vede inserito nel suo alloggiamento il gruppo r.f. tipo 24 B; a destra: in alto il plug della uscita video e quello della alimentazione per l'indicatore, nel centro il plug della alimentazione c.a., in basso il commutatore per i circuiti anti-jamming.

Il « Gee » MKII è un apparato per navigazione aerea, con principii di funzionamento rispondenti alla descrizione svolta nelle parti precedenti.

L'apparecchiatura è costituita da un Ricevitore, un Indicatore, un Pannello di Comando ed un Complesso di Antenna, le cui classifiche e dimensioni sono riportate in Tabella 1.

Le varie unità vengono connesse secondo lo schema di fig. 10, ricevitore ed indicatore vengono collegati come in fig. 11.

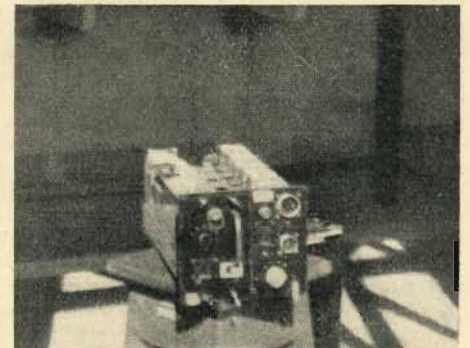
1) RICEVITORE (Foto n. 1 - 2 - 3 - 4)

E' del tipo supereterodina ed ha la funzione di ricevere ed amplificare gli impulsi provenienti dalle stazioni di terra, per poterli quindi applicare alle placche di deflessione verticale del CRT dell'Indicatore. E' costituito da un *gruppo a radiofrequenza* (intercambiabile per coprire la banda 20 a 85 MHz per mezzo di quattro gruppi), che comprende uno stadio amplificatore a radio frequenza, uno stadio oscillatore locale ed uno mescolatore; da un *amplificatore a media frequenza* a cinque stadii del tipo « staggered »: *uno stadio rivelatore, uno amplificatore video* ed uno stadio *cathode follower di uscita;* comprende inoltre le alimentazioni per il ricevitore e per l'indicatore. In fig. 12 è riportato lo stenogramma del ricevitore. Esistono 4 gruppi a radio frequenza, le bande coperte da ciascuno sono riportate in Tabella 2.

Nei gruppi 24 B e 25 B la sintonia viene effettuata per mezzo di un commutatore a cinque posizioni, su frequenze fisse riportate in Tabella 3.

I gruppi 26 B e 27 B hanno invece un comando di sintonia a condensatore variabile, e possono quindi essere accordati su una frequenza qualsiasi della banda da essi coperta.

Il ricevitore è pure fornito di un circuito « anti-jamming » posto nell'amplificatore di media frequenza, e di un secondo « anti-jamming » posto fra lo stadio video e il cathode follower di uscita. Questi circuiti hanno lo scopo di bloccare radiofrequenze ad onda continua pura o modulata, che si presentino all'ingresso del ricevitore insieme agli impulsi: essenzialmente radiofrequenze di « jamming » ossia di disturbo antiradar.

Il circuito « anti-jamming » dell'amplificatore di m.f. è costituito da una catena *R-C* che porta al limite di interdizione il terzo stadio V_3 in presenza di segnali ad onda continua: in tal modo il segnale continuo resta bloccato mentre gli impulsi possono ancora sbloccare V_3 e passano agli stadii successivi.

Il circuito « anti-jamming » posto dopo l'amplificatore video viene inserito in presenza di emissioni disturbatrici in onda continua modulata a bassa frequenza. E' un filtro *R-C* passa-alto, che blocca i residui della bassa frequenza che son riusciti a passare attraverso l'altro circuito antidisturbo, mentre lascia pressochè invariati i bordi laterali dell'inviluppo degli impulsi, costituiti essenzialmente dalle componenti alte dello spettro di frequenza degli impulsi stessi.

Il rendimento di ricevitori forniti di questi circuiti in presenza di « jamming » ad onda continua pura o modulata a bassa frequenza è dell'ordine di 1000/1 rispetto a ricevitori normali.

2) INDICATORE (Foto n. 5 - 6 - 7)

Assolve la funzione di presentare gli impulsi provenienti dal Ricevitore sullo schermo di un tubo a raggi catodici in modo da potere, con opportune manovre e con la osservazione di « marche di distanza » presentate sull'asse dei tempi, misurare gli intervalli di tempo caratteristici delle linee di posizione, come già abbiamo spiegato nelle parti precedenti.

(*) (*N.d.R.*) La numerazione delle figure segue quella dei precedenti articoli, ai quali si rinvia il Lettore per gli eventuali riferimenti:
parte prima: XXIII, 9, Sett. 1951, pag. 201 e segg.;
parte seconda: XXIII, 10, Ott. 1951, pag. 231 e segg.;
parte terza: XXIII, 11, Nov. 1951, pag. 260 e segg.

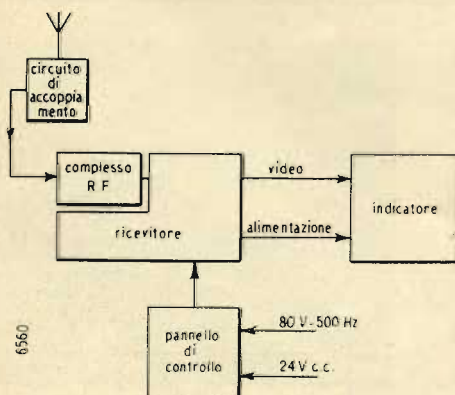



Fig. 10. - Stenogramma del « Gee » MKII.

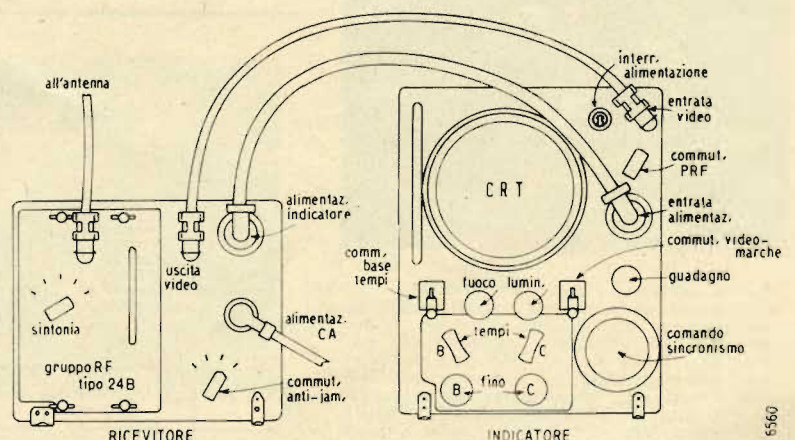



Fig. 11. - Collegamenti e comandi del ricevitore e dell'indicatore « Gee » MKII.

Foto N. 2. - *Ricevitore Gee R 3645*
Vista superiore: in alto (da destra verso sinistra) i cinque stadii dell'amplificatore di media frequenza, il rivelatore, l'amplificatore video e lo stadio di uscita; in basso, a destra il gruppo a r.f., nel centro i trasformatori di alimentazione, a sinistra i due tubi raddrizzatori ed il tubo stabilizzatore per le alimentazioni c.c. del ricevitore e dell'indicatore.

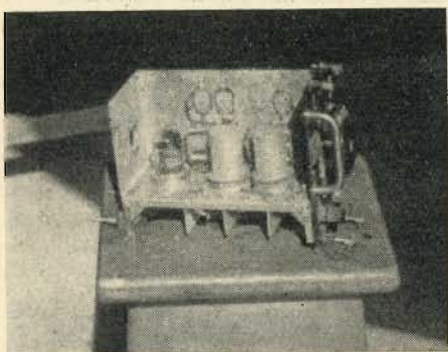



Foto N. 3. - *Gruppo a radio frequenza tipo 26 B* (sintonia a condensatore variabile)

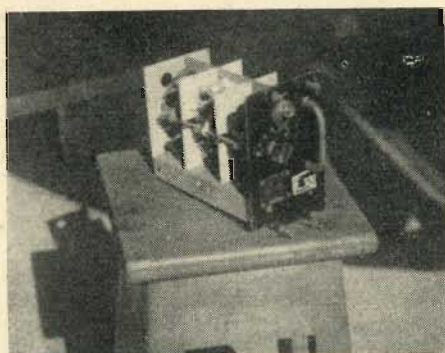



Foto N. 4. - *Gruppo a radio frequenza 24 B* (sintonia con commutatore a 5 posizioni)

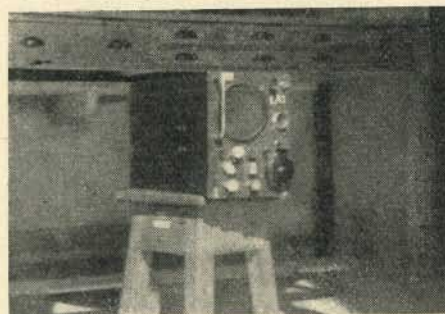



Foto N. 5. - *Indicatore Gee 266*
Vista anteriore: a destra partendo dall'alto: commutatore PRF e plug d'ingresso video, plug delle alimentazioni, comando del guadagno ricevitore, comando sincronismo. A sinistra partendo dall'alto: schermo del CRT; sotto i comandi (da sinistra verso destra) del commutatore BPT-BTA, fuoco, luminosità, del commutatore video-marche; sotto a questi i commutatori « tempi B » e « tempi C »; in basso i comandi « B fino » e « C fino ».

TABELLA 2 - BANDE COPERTE DEL « GEE » MKII

Gruppo a r.f.	24 B	25 B	26 B	27 B
MHz	20 - 30	40 - 50	50 - 65	65 - 85

Le complesse funzioni di questo apparato vengono svolte da circuiti di tempo come « blocking oscillators », multivibratori, generatori di onde rettangolari e a « dente di sega » ecc. ecc. nel modo seguente (fig. 13 e fig. 14).

Si parte da un oscillatore pilota V_{12}, stabilizzato a quarzo, che produce una tensione sinoidale a 150 kHz. Con questa si sincronizza un primo « blocking oscillator » V_{13} che produce dei guizzi di tensione negativi in corrispondenza ai picchi positivi della tensione sinoidale; si ha così sull'anodo di V_{13}, una forma d'onda con guizzi negativi a 150 kHz; questi vengono applicati invertiti di fase alla griglia di un secondo « blocking oscillator » divisore per cinque V_{14} che produce perciò un guizzo negativo ogni cinque di quelli applicati alla sua griglia; questa forma d'onda con impulsi negativi a 30 kHz viene applicata invertita di fase alla griglia di un terzo oscillatore bloccato V_{15} divisore per due, all'uscita del quale si ha una tensione ad impulsi negativi a 15 kHz; questa finalmente viene applicata ad un multivibratore (tubi V_{17} e V_{18}) divisore per sei o per sette [il rapporto di divisione può essere variato agendo su un commutatore (Manopola PRF in fig. 11), in modo da cortocircuitare oppure no una resistenza da 206 kΩ nel circuito di griglia di V_{17}].

In tal modo il multivibratore produce una forma d'onda che può essere di 500 Hz se si usa la divisione per sei, oppure di 428.5 Hz se si divide per sette.

Vediamo adesso come vengono prodotte le basi dei tempi, di cui abbiamo parlato nel paragrafo 1).

3) BASE DEL TEMPO PRINCIPALE.

Abbiamo visto esser costituita da due tracce, ciascuna portante un impulso « master » all'inizio ed un impulso « slave » in una posizione determinata.

Ciò si ottiene:

I) Comandando l'asse dei tempi con una tensione a « dente di sega » a frequenza uguale alla PRF della stazione « Master », a sua volta doppia di quella delle stazioni « Slaves ».

II) Applicando alle placche di deflessione verticale del CRT una tensione rettangolare, a frequenza metà della tensione dente di sega, e cioè uguale alla PRF delle stazioni « Slaves ».

In tal modo due successive « sweep » del pennello catodico, provocate dalla tensione a dente di sega, tracciano una il bordo superiore, l'altra quello inferiore della tensione rettangolare applicata alle placche di deflessione verticale.

A questo scopo l'uscita del multivibratore (V_{17} - V_{18}) viene applicata contemporaneamente al generatore di dente di sega V_5 e ad un secondo multivibratore (V_8 e V_9) divisore per due. V_5 produce una tensione dente di sega, a frequenza pari a quella della forma d'onda rettangolare del

TABELLA 3 - CANALI DEI GRUPPI R.F. 24 B e 25 B

Posizione commutatore	Frequenza MHz	
	Gruppo 24 B	Gruppo 25 B
1	22	43
2	22,9	44,9
3	25,3	46,79
4	27,3	48,75
5	29,7	50,5

(V_{17} - V_{18}), che viene applicata alle placche di deflessione orizzontale del CRT.

Il multivibratore (V_8 - V_9) produce una tensione rettangolare a frequenza metà di quella della forma d'onda del (V_{17} - V_{18}), che viene applicata alle placche di deflessione verticale del CRT.

Vediamo adesso in che modo le due tracce della base dei tempi vengono sincronizzate con gli impulsi « masters », in modo che questi compaiano all'inizio delle due tracce stesse.

Prima di tutto la PRF della stazione « Master » è rigorosamente stabilizzata, in modo da essere 500 oppure 482,5 Hz (vedemmo già nella parte I paragrafo 1 come l'uso di cadenze distinte permetta a più catene di stazioni di operare sulla stessa frequenza); il navigatore sceglie l'una o l'altra catena semplicemente agendo sul commutatore che varia da 6 a 7 il rapporto di divisione del multivibratore V_{17} - V_{18}, in modo da avere una frequenza di « sweep » di 500 oppure 482,5 Hz).

La frequenza di « sweep » dell'indicatore d'altra parte è ben stabilizzata, essendo ricavata dalla divisione di una tensione a 150 kHz prodotta da un oscillatore a quarzo (V_{12}). Quindi PRF della stazione

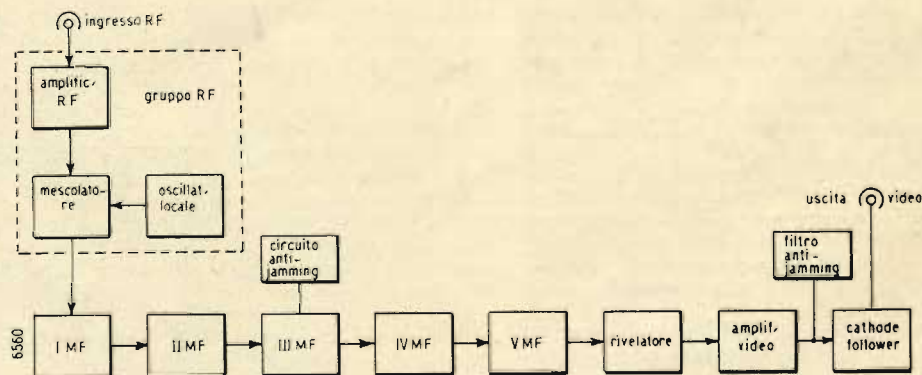



Fig. 12. - Stenogramma del ricevitore « Gee » R3645.

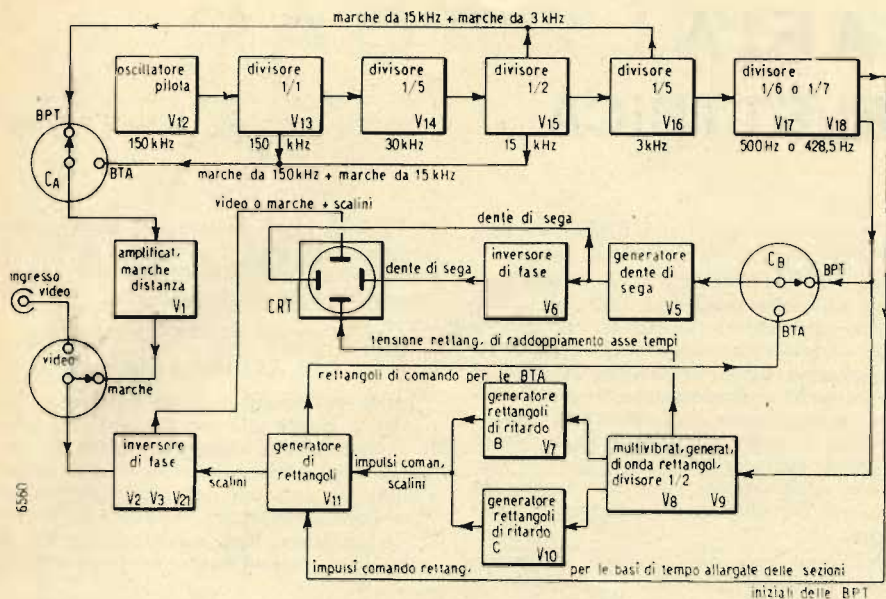



Fig. 13. - Stenogramma dell'indicatore « Gee » 266.

« Master », e frequenza di « sweep » dell'indicatore sono uguali. Gli impulsi « master » compaiono uno su ciascuna delle due tracce dell'asse dei tempi, in posizione normalmente qualsiasi.

Perchè questi impulsi appaiano all'inizio delle due tracce occorre non solo render uguale la frequenza di « sweep » e la PRF della stazione « Master », ma anche « sincronizzare » l'inizio dello « sweep » con gli impulsi « master » in arrivo. A tale scopo si ha sul pannello frontale dell'Indicatore un volantino a demoltiplica (volantino sincronismo in fig. 11) che comanda un condensatore variabile posto in parallelo al cristallo di quarzo dell'oscillatore pilota a 150 kHz. Questo condensatore permette di variare il valore della tensione della oscillazione a 150 kHz: poichè con tale tensione si comanda tutta la catena dei divisori, dal suo valore dipende il rapporto di fase fra essa stessa e la forma d'onda uscente dal multivibratore divisore (V_{17} - V_{18}): ossia, manovrando il condensatore in parallelo al cristallo si ottiene di sincronizzare la forma d'onda di (V_{17} - V_{18}) con una qualsiasi delle sinusoidi a 150 kHz; e quindi praticamente si può spostare a piacere nel tempo l'inizio dello « sweep » dell'asse dei tempi.

L'operatore dell'apparato navigatore esegue la misura dei tempi mantenendo continuamente gli impulsi « master » all'inizio delle tracce, mediante la manovra del condensatore variabile.

Sulle due tracce vengono riportati due « scalini » rivolti verso il basso e lunghi circa 130 µsec, che possono esser spostati, agendo su gli appositi comandi, lungo le due tracce stesse (fig. 9).

Nella misura questi scalini vengono portati a collimare i due rispettivi impulsi « slaves ».

I due scalini vengono prodotti da un circuito costituito dal multivibratore (V_8 - V_9) [sincronizzato dalla forma d'onda « pilota » di (V_{17} - V_{18})] da due stadii sovrapilotati V_7 e V_{10}, e da uno stadio sovrapilotato V_{11}.

Il multivibratore (V_8 - V_9) produce una forma d'onda rettangolare che comanda V_7 e V_{10}.

Questi due stadii sono tenuti normalmente in saturazione; i rettangoli negativi di (V_8 - V_9) portano i due stadii in interdizione per un tempo che dipende dalle costanti di tempo dei circuiti di griglia di V_7 e V_{10}. V_7 e V_{10} generano in tal modo dei rettangoli positivi la cui lunghezza può esser variata agendo sulle capacità delle costanti di tempo dei circuiti di griglia, costituite da condensatori inseribili con commutatore (commutatori TEMPI B e TEMPI C in fig. 11) e da un condensatore variabile (manopole B FINO e C FINO in fig. 11). Con *la manovra del commutatore si varia a scatti la lunghezza dei rettangoli, mentre agendo sul condensatore variabile, tale lunghezza può essere variata in modo continuo.*

Il bordo finale dei rettangoli viene differenziato e comanda il terzo stadio sovrapilotato V_{11}, che ha una costante di tempo di griglia tale da produrre un rettangolo lungo 130 µsec.

Riassumendo, il rettangolo prodotto da V_{11}, lungo 130 µsec, è sincronizzato sul bordo finale dei rettangoli prodotti da V_7 e V_{10}, e può quindi essere spostato a piacere nel tempo variando la lunghezza di tali rettangoli.

Resta ora da dire che V_7 e V_{10} sono comandati in fase opposta essendo le loro griglie accoppiate rispettivamente con gli anodi di V_8 e V_9.

Ciò significa che V_7 produce il suo rettangolo nel primo semiciclo della forma d'onda pilota di (V_8 - V_9), mentre V_{10} lo produce nel secondo semiciclo; di conseguenza V_{11} genera un rettangolino durante la prima metà, ed uno durante la seconda della forma d'onda pilota: i rettangolini prodotti da V_{11} vengono applicati alle placche di deflessione verticale del CRT dopo esser passati attraverso un circuito inversore di fase costituito dai tubi V_2, V_3 e V_{21}, la cui funzione è quella di invertire la tensione video (ricevitore o marche di distanza), pure applicata alle placche verticali, per la durata dei rettangolini provenienti da V_{11}.

Il risultato finale sono i due scalini (causati dai rettangoli di V_{11}) sulle due tracce, spostabili lungo le tracce con la manovra delle costanti di tempo di V_7 e V_{10} (commutatori TEMPI B e TEMPI C, manopole B FINO e C FINO in fig. 11), e che portano sul loro fondo piano la tensione video (ricevitore o marche di distan-

(*il testo continua a pag. seguente*)

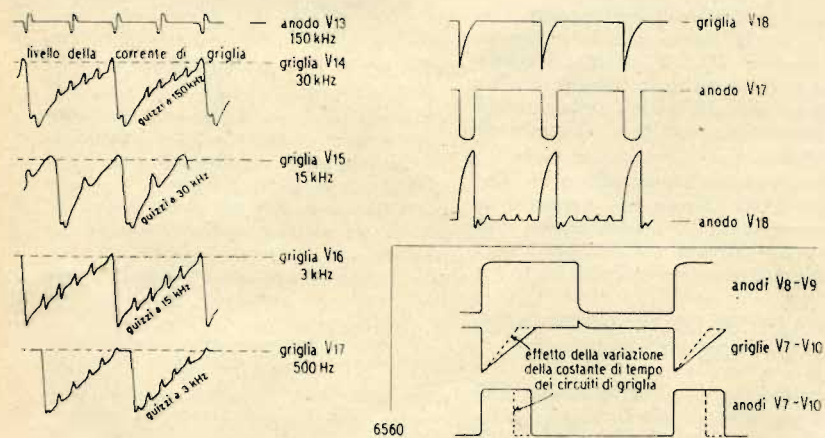



Fig. 14. - Forme d'onda del circuito divisore e del circuito formatore dei rettangoli di ritardo (Indicatore « Gee » 266).

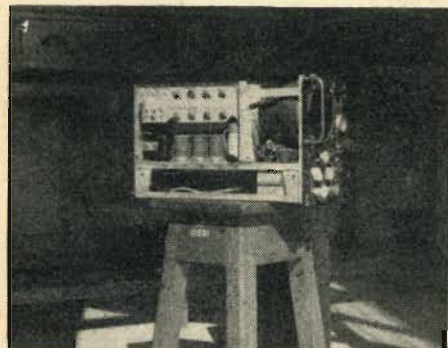



Foto N. 6. - *Indicatore Gee* 266 Vista laterale

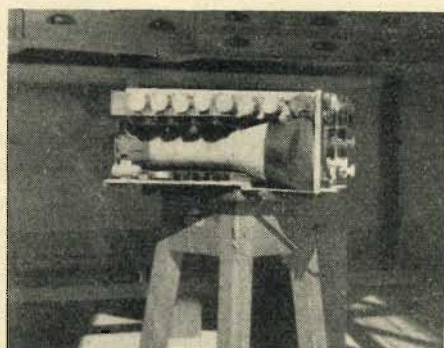



Foto N. 7. - *Indicatore Gee* 266 Vista superiore

LA XEROGRAFIA
O FOTOGRAFIA ELETTRICA

di Giorgio Antonio Uglietti

SOMMARIO

Si descrive un nuovo metodo di fotografia elettrica avente la singolare proprietà d'impiegare, come materiale sensibile, delle sostanze fotoconduttrici sulle quali l'immagine ottica si trasforma in immagine elettrica. E' esposto il metodo di preparazione delle lastre, sensibilizzazione, sviluppo e fissaggio. Viene riferita la procedura per la stampa di numerose copie e di rigenerazione delle lastre già impressionate.

I - GENERALITA'

A. Righi, durante i suoi lavori sui campi elettrici, ebbe modo di occuparsi di quelle che Egli chiamava « ombre elettriche », consistenti in vere e proprie immagini che comparivano ogni qualvolta un campo elettrostatico veniva intercettato da uno schermo opportuno.

L'esperienza classica del Righi può meglio comprendersi osservando la fig. 1.

Uno schermo metallico *C*, di adatta foggia, è collocato sopra una lastra metallica *B*, rivestita superiormente da un sottile strato di materiale coibente *D*; applicando un potente campo elettrico tra la sfera *A* e la lastra *B*, si dimostra che cessata l'azione di quest'ultimo, una immagine elettrica dello schermo *C* persiste sullo strato *D*; infatti spolverando detta superficie con polvere elettrostatica, essa si dispone in modo da far chiaramente comparire l'immagine.

Moltissimi anni sono trascorsi da queste prime esperienze, ma solo recentemente si è giunti a progressi fondamentali, per cui un fenomeno che sembrava destinato a rimanere una semplice curiosità di laboratorio, assurge ora a un ruolo di primo piano, poichè si è dimostrato idoneo, con fondamentali perfezionamenti, ad essere utilizzato su scala industriale nel campo fotografico e tipografico.

2 - LA FOTOGRAFIA ELETTRICA O XEROGRAFIA

Attraverso lunghi studi, in un primo tempo, si è giunti alla conclusione seguente: se si realizza una superficie capace di conservare le cariche elettriche indotte e se s'intercetta con schermi adatti un campo elettrostatico induttore, è possibile mettere in evidenza, con un procedimento di sviluppo a secco, l'immagine lasciata dallo schermo.

In epoca successiva è stato compiuto il passo fondamentale, che ha reso possibile l'industrializzazione del procedimento, e che concerne il seguente importantissimo principio: accertato che un campo elettrico opportunamente intercettato è in grado di impressionare particolari sostanze, è anche vero che un campo elettrico può essere generato o variato in più modi, e precisamente, oltre che con macchine elettrostatiche e schermi, anche per semplice fenomeno fotoelettrico. In quest'ultimo caso è possibile procedere in completa analogia con la tecnica fotografica usuale, ossia immagini ottiche possono generare direttamente immagini elettriche.

Il Prof. G. Semerano (vedi Bibliografia) ha brillantemente esposto gli ultimi risultati della tecnica xerografica che, in base al materiale bibliografico disponibile, possono così riassumersi: Selenyi nel 1938, prendendo lo spunto da ricerche sulla decolorazione dei cristalli per fotoconduzione, descrisse un procedimento secondo il quale si possono ottenere immagini elettriche su superfici coibenti, sviluppandole con polveri microscopicamente suddivise. Langer nel 1944 rese noto il procedimento Carlson, che ripreso e sviluppato nei Laboratori B.M.I. di Columbus (Ohio) e Holoid Co., hanno condotto al recente procedimento di xerografia (letteralmente significa: scrittura a secco).

In genere si opera come segue: immagini luminose opportunamente focalizzate vengono proiettate su speciali lastre preparate depositando un sottilissimo strato di selenio (o anche solfuro di tallio, antracene, zolfo, ecc.) su di un supporto di alluminio, previamente trattato sottovuoto e degasato. Si è trovato che per impedire alle cariche elettriche generate sulla super-

Fig. 1. - Esperienza di Righi.

RADAR IPERBOLICI

(segue dalla pagina precedente)

za) in posizione rovescia rispetto a quella della restante traccia (fig. 9).

4) BASI DI TEMPO VELOCI.

Allo scopo di permettere una misura accurata delle differenze di tempo, le sezioni delle basi di tempo principale comprese entro gli scalini vengono allargate in modo da coprire tutto lo sviluppo delle tracce sullo schermo del CRT. Nella parte precedente abbiamo già parlato di questi ingrandimenti: adesso li esamineremo dettagliatamente nel caso pratico.

Nella rappresentazione veloce le due tracce originali della base principale vengono raddoppiate (fig. 9 B) in modo da averne quattro in totale. I raddoppiamenti di ciascuna traccia principale portano: quello superiore l'ingrandimento dei primi 130 microsecondi della traccia principale corrispondente (comprendente quindi l'impulso « master »), con rappresentazione diretta verso l'alto, quello inferiore l'ingrandimento della zona di 130 microsecondi entro lo scalino sulla traccia principale (comprendente quindi l'impulso « slave ») con rappresentazione diretta verso il basso. Ciò viene ottenuto nel modo seguente:

a) *Ingrandimento delle zone di 130 microsecondi comprese negli scalini.*

Il tubo V_{11} abbiamo visto che produce dei rettangolini che vengono usati per formare gli « scalini » sulle basi di tempo principali. Questi stessi rettangoli vengono applicati, attraverso il commutatore *C8* in posizione B.T.A. (base tempi allargata) al generatore di denti di sega V_5: una sezione dello stesso commutatore provvede a variare la costante di tempo del circuito di carica di V_5 in modo di avere un dente di sega sufficientemente rapido per dare, dopo l'amplificazione in V_6, una traccia che copra in 130 microsecondi tutto l'asse dei tempi. Abbiamo già visto come i rettangolini facciano invertire il video per mezzo del circuito V_2, V_3 e V_{21}: in conclusione si hanno così sul CRT i due ingrandimenti delle zone di 130 microsecondi comprese negli scalini corrispondenti, e con video diretto verso il basso.

b) *Ingrandimento dei primi 130 microsecondi delle tracce principali.*

Allo stesso generatore di rettangolini V_{11} viene applicata la forma d'onda rettangolare prodotta da (V_{17} - V_{18}): in tal modo V_{11} produce un rettangolo lungo i soliti 130 microsecondi all'inizio della traccia principale superiore, ed uno all'inizio di quella inferiore.

Anche tali rettangoli comandano V_5 che produce dei denti di sega in corrispondenza, e di conseguenza gli ingrandimenti delle tracce principali sul CRT: questi portano il video diretto verso l'alto.

5) GENERAZIONE ED UTILIZZAZIONE DELLE MARCHE DI DISTANZA.

Un commutatore CA (VIDEO-MARCHE in fig. 11) permette di inserire, sulle placche di deflessione verticale del CRT, delle marche di distanza al posto della tensione video proveniente dal ricevitore.

Nella base dei tempi principale queste marche sono a frequenza di 15 kHz (distanza fra le marche di 67 microsecondi) e vengono ottenute (fig. 13) a mezzo degli impulsi a 15 kHz uscenti dallo stadio divisore V_{15}; su questi vengono sommati gli impulsi a 3 kHz uscenti da V_{16}; ne risultano le marche a 15 kHz, con una più alta ogni 5 (fig. 9 C).

Nella base dei tempi veloce le marche sono a frequenza di 150 kHz (distanza fra le marche 6,7 microsecondi) e vengono prodotte a mezzo degli impulsi a 150 kHz del primo « Blocking Oscillator » V_{13}; su questi vengono sommati gli impulsi a 15 kHz uscenti da V_{15}; ne risultano le marche a 150 kHz, con una più alta ogni 10 (fig. 9 D).

A mezzo delle marche si esegue la misura dell'intervallo di tempo fra impulsi « masters » e « slaves » come già spiegato nelle parti precedenti. (6560)

ficie del fotoconduttore di disperdersi troppo rapidamente, la resistività del medesimo non deve essere inferiore a 10^{15} ohm/cm. Le lastre così preparate devono essere « sensibilizzate », ciò può effettuarsi in modo grossolano per effetto triboelettrico, strofinando con panno secco la superficie fotoconduttiva, oppure per effluvio; in ogni caso la sensibilizzazione va effettuata al buio.

In fig. 2 è schematizzata la disposizione per la sensibilizzazione per effluvio; un trasformatore T eleva la tensione di rete da 160 a 4000 ÷ 7000 V, il tubo V rettifica in semionda e la tensione risultante viene applicata tra A ed L; l'elettrodo A consiste in un supporto rettangolare portante infisse un grande numero di punte aventi ciascuna un diametro di 0,01 cm; la distanza tra A e B è dell'ordine del centimetro; la resistenza R è inserita quale protezione del trasformatore T, avendo la scarica caratteristica negativa; il trattamento ha una durata complessiva di un minuto primo, eseguita ad intervalli di scarica di 10 secondi. Inserendo un microamperometro M nel circuito energizzante, è possibile seguire l'andamento del processo di sensibilizzazione, poichè la corrente decresce rapidamente fino a valori minimi indicanti la saturazione. Le cariche elettriche che si sono venute accumulando sulla superficie fotoconduttrice B anche al buio si disperdono lentamente, è bene quindi sensibilizzare le lastre solo poco prima dell'uso.

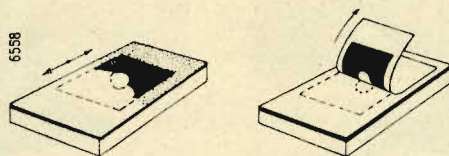
Per impressionare le lastre si procede secondo l'usuale tecnica fotografica, ossia si possono esporre in fotocamera o a contatto con le copie da riprodurre.

Nelle zone colpite dalla luce lo strato fotoconduttore disperde le proprie cariche nello strato conduttore sottostante, mentre le parti non esposte conservano quasi invariata la carica che avevano ricevuto durante il processo di sensibilizzazione; nelle zone dove è caduta una quantità intermedia di luce, si hanno cariche residue intermedie, rendendo così possibile la riproduzione delle mezze tinte. La lastra così impressionata conserva la propria immagine per 100 ore senza perdere il grado di contrasto originale e per 240 ore senza perdere il potere risolutivo. Per procedere allo sviluppo della lastra si spolvera (al buio) la superficie fotoconduttrice con una miscela di polveri di resine sintetiche (vedi fig. 3), aventi una grana non superiore a 0,1 ÷ 20 micron e di altre a grana notevolmente più grossa (300 micron) che serve, tra l'altro, da supporto. I granelli più piccoli, per effetto triboelettrico con i granelli grossi, si caricano di segno contrario alle cariche esistenti sulla lastra e pertanto vengono più o meno attratti dai vari punti elettrizzati dell'immagine latente sulla lastra allorchè la miscela viene fatta scorrere dolcemente sullo strato fotoconduttore. Le zone non colpite dalla luce, avendo conservato la carica elettrica primitiva, trattengono un grande numero di granelli, mentre le zone che furono più illuminate, non avendo più carica, li lasciano scorrere via.

Fig. 2. - Sensibilizzazione delle lastre.

Come miscele di polveri da sviluppo, indichiamo le seguenti che sono facilmente approntabili:

formula A:

50% polvere di carbonato di calcio con grana di 300 micron o più;

Figg. 3 e 4. - Sviluppo della lastra.

50% polvere di acido tartarico con grana di 5 ÷ 20 micron.

formula B:

60% polvere di solfuro rameico con grana di 400 micron;

40% polvere di licopodio con grana di 0.1 micron.

La miscela della formula A serve per lastre con superfici caricate positivamente, per superfici caricate negativamente la seconda; infatti, richiamandoci alla fig. 2, si nota che il segno delle cariche sulla superficie B varia a secondo del senso d'inserzione della valvola V.

E' possibile realizzare miscele sviluppatrici a toni morbidi o contrastati, e ciò impiegando miscele di polveri che sono lontane fra loro nella serie triboelettrica (sviluppi contrastati) o vicine.

Per ottenere copie dall'immagine sviluppata si può procedere ancora per via elettrica oppure servirsi di carte con una superficie leggermente adesiva; in quest'ultimo caso è sufficiente pressare il cartoncino sulla lastra, perchè l'adesivo si appropri dei granelli deposti sulla lastra; un altro modo di procedere si serve di polveri di sviluppo a bassissimo punto di fusione: sviluppata l'immagine, si sottopone la lastra a un moderato trattamento termico che fissa per fusione i granelli; polveri adatte si comportano come inchiostri secchi e per semplice pressione è possibile stampare direttamente un gran numero di copie: allontanando il foglio di carta dalla lastra (fig. 4) l'immagine risulta trasferita su di esso.

3 - STAMPA DI MOLTE COPIE

Le lastre xerografiche si prestano a fornire un elevato numero di copie, e qualsiasi disegno, scritto, ecc. viene direttamente riprodotto in modo positivo, contrariamente a quanto avviene per le lastre a bromuri d'argento. Un procedimento che ha dato buoni risultati consiste nel lavorare le lastre sviluppate coi noti metodi fotomeccanici litografici e di fotoincisione, ricavandone direttamente un « cliché » dal quale è possibile trarre un numero grandissimo di riproduzioni.
dopo aver accuratamente lavata la lastra

Le lastre xerografiche possono essere usate fino a 500 volte per fotografare immagini sempre diverse; basta allo scopo, con solvente, scaricarla facendole scorrere sopra cloruro di sodio e lavarla nuovamente; la lastra è quindi pronta, previa sensibilizzazione, ad essere nuovamente impressionata. Se questo procedimento viene effettuato automaticamente da particolari macchine si ha la possibilità, non solo di stampare un gran numero di copie in breve tempo, ma da una stessa lastra stampare copie diverse fra loro.

4 - CONCLUSIONE

I vantaggi offerti dal nuovo sistema di fotografia elettrica o xerografia, possono così riassumersi: immagini direttamente positive; sviluppo, fissaggio e stampa rapidissimi; assenza di reazioni chimiche a tempo e quindi critiche; una lastra sviluppata male non è perduta, ma può essere sviluppata di nuovo; procedimento a secco; dalle lastre è possibile ricavare direttamente cliché; le lastre già impressionate possono servire fino a 500 volte per fare nuove fotografie; possibilità di stampare rapidamente molte copie anche diverse fra loro.

Con le polveri attualmente usate si ottengono risoluzioni dell'ordine di 7,5 ÷ 10 tratti/mm, la sensibilità spettrale può essere ortocromatica (lastre al selenio), ordinaria (lastre allo zolfo) e pancromatica (lastre a composti di selenio e tallio).

Sono state eseguite prove di stampa con macchine rotative, in cui le lastre xerografiche erano montate in cilindri, ottenendo velocità di 360 m al minuto; studi sono in corso per ottenere stampe a colori.

La xerografia rappresenta una sensazionale novità che per i progressi già ottenuti e per quelli di cui promette di essere ampiamente suscettibile, merita l'attenzione dei tecnici e degli studiosi.

5 - BIBLIOGRAFIA

G. Semerano - « Xerografia », Ric. Scient., 10, 1119 (1949).

V. K. Zworykin and E. Ramberg - « Photoelectricity and its application », New York, Wiley Ed. (1949).

C. Powell and G. Occhialini - « Nuclear Physics in Photographs », Oxford, Clarendon Press (1947).

P. Selenyi - « On the electrographic recording of fast electrical phenomena », J. Appl. Phys., 9, 637 (1938).

A. Hughes - « Photoconductivity in crystals », Rev. Mod. Phys., 8, 312 (1936).

P. Selenyi - « Methoden, Ergebnisse und Aussichten des elektrostatischen Aufzeichnungsverfahren », Z. techn. Phys., 16, 607 (1935).

P. Selenyi - « Photography on selenium », Nature, 161, 522 (1948).

F. Shaw - « Experiments in tribo-electricity », Proc. Roy. Soc. A. 94, 16 (1917).

A. Richards - « The contact electricity of solid dielectrics », Phys. Rev., 22, 122 (1923).

F. Fraas and O. Rabston - « Electrostatic separation of solids », Ind. Eng. Chem., 32, 600 (1940).

C. Carlson - « U.S. Patents Nr. 2297691-2357809 ».

N. Langer - « Electrophotography », Radio News, Eng. Dept., 32, 22 (1944).

Mac D. Sinclair - « Xerography », Print. Equipm. Eng., november (1948).

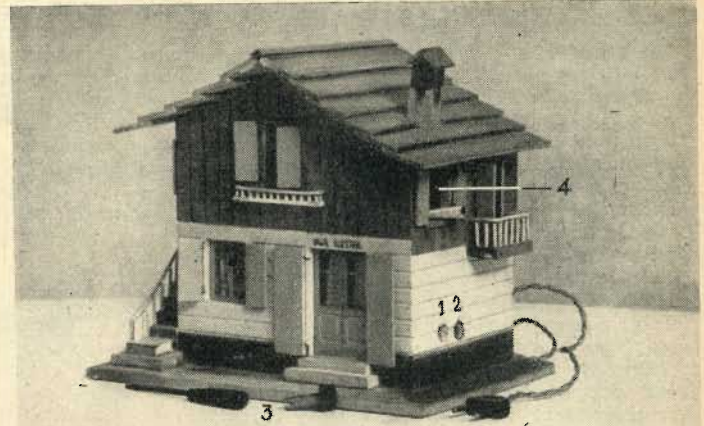
L. Loeb - « The basic mechanism of static electrification », Science, 102, 573 (1945).

R. Schoffert, C. Oughton - « Xerography », J. Opt. Soc., 38, 991 (1948).

LENTI MAGNIFICATRICI PER TV

A Londra è stato dimostrato l'uso di una lente fotografica con la quale è possibile ingrandire un'immagine su di un apparecchio di televisione senza interrompere la continuità visiva.

La « zooming lens », come essa è chiamata, consente che un match di cricket o di football che si svolge alla distanza di 90 metri dall'operatore appaia come se stesse svolgendosi alla distanza di soli 20 metri.

La nuova lente è stata inventata da un gruppo di scienziati britannici, sotto la direzione del Dr. H. Hopkins, insegnante presso l'Imperial College di Londra.

Due aspetti della originale e graziosa realizzazione. 1 = comando sintonia; 2 = commutatore gamma; 3 = manopola a guida per detti; 4 = portacenere; 5 = interrutore e volume.

UNA STRENNA NATALIZIA PER I PIÙ..... PICCOLI

VILLA ELETTRA - SUPERETERODINA A CINQUE TUBI

di Gian Dalla Favera (i1OZD)

Non potevo dar altro titolo alla esposizione di una realizzazione pratica e nel contempo elegante, da me ottenuta in queste ultime sere, in cui si sta bene chiusi in casa, poichè l'inverno avanza a grandi passi.

Si tratta di una baita-villetta, di quelle che si vedono nei nostri luoghi montani, riprodotta in miniatura, in tutti i suoi particolari, e contenente un normale apparecchio radio a cinque tubi.

Prima di dare una scorsa allo schema, diremo subito come il tutto è stato sistemato in essa.

La porta di entrata, contiene la scala parlante, che a sua volta è protetta dai vetri della porta stessa; tra le imposte della finestra e del poggiolo di sinistra, è situato il controllo volume, che sporge all'esterno con un piccolo manopolino, reso invisibile dalle imposte stesse; e infine sul lato sinistro inferiore son praticati due fori di 8 mm di diametro, attraverso i quali passa un asse forato munito di guida, che va a incastrarsi o sul perno del comando sintonia (foro 1), o su quello del gruppo per il cambio d'onda (foro 2). Vale a dire che questo comando non è fisso, e quando non deve venir usato si mette dentro una delle finestre laterali, rimanendo così nascosto alla vista di chi guarda. Poi c'è un'altra innovazione, se così può esser chiamata. Sulla finestra sopra questi due fori, e immediatamente sottostante alla canna fumaria, c'è nell'interno uno scatolino di alluminio quale portacenere e poggiasigaretta. Dimodochè quando la sigaretta è infilata lì dentro, esce il fumo dal camino, con un bel-l'effetto.

La porta di entrata, dove, come abbiamo detto c'è la scala parlante, è munita di pulsante, che sarebbe per il campanello. Premendolo, si riscalda una resistenza sul camino, e serve per accendisigaro. Come si vede le comodità non mancano...!

La presa di antenna e il filo per il collegamento alla rete escono dalla parte posteriore della costruzione, la quale è costi-

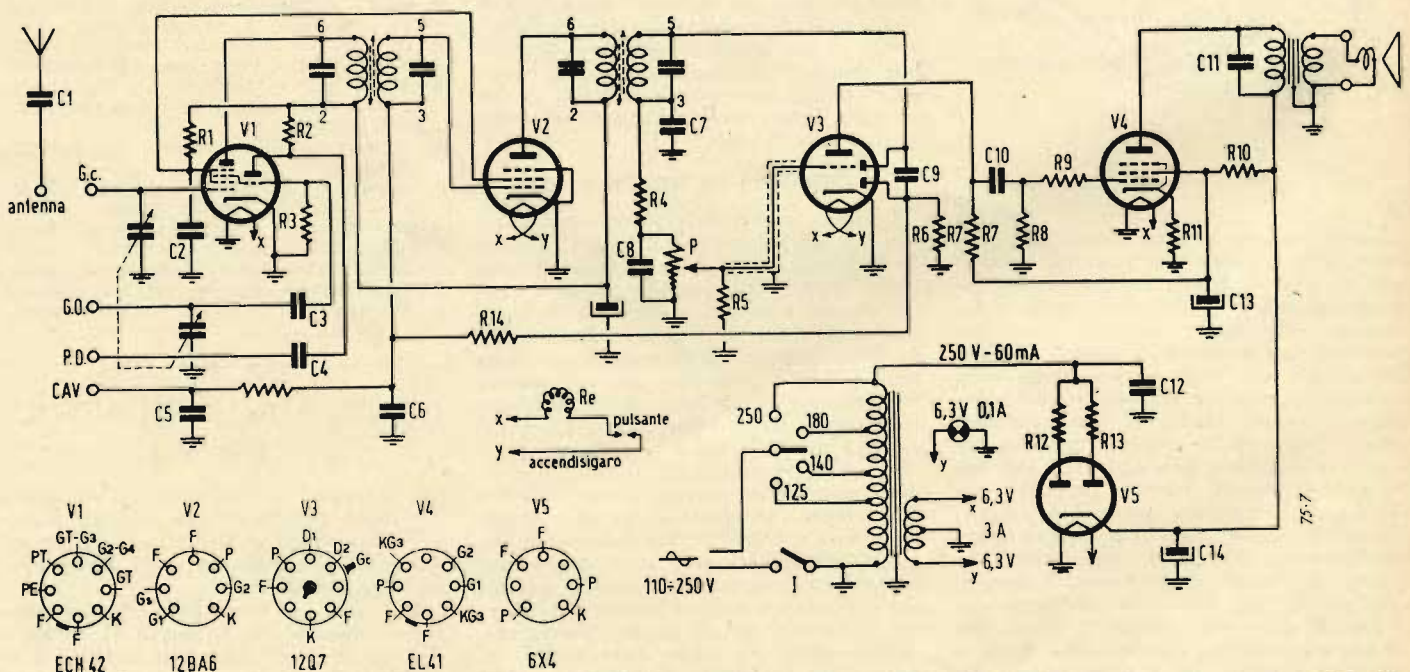



Fig. 1. - Schema elettrico della super e zoccolatura tubi. Elenco materiali: C1 = 5000 pF; C2 = 0,05 μF; C3 = 50 pF; C4 = 350 pF; C5 = 0,05 μF; C6 = 0,05 μF; C7 = 100 pF; C8 = 100 pF; C9 = 200 pF; C10 = 25000 pF; C11 = 5000 pF; C12 = 15000 pF; C13, C14 = 16 μF, 350 V. - R1 = 30 kohm; R2 = 15 kohm, 1 W; R3 = 40 kohm, ¼ W; R4 = 50 kohm, ¼ W; R5 = 5 Mohm, ¼ W; R6 = 1 Mohm, ¼ W; R7 = 0,2 Mohm, ½ W; R8 = 0,5 Mohm, ¼ W; R9 = 3 kohm, ¼ W; R10 = 2 kohm, 1 W; R11 = 160 ohm, 1 W; R12, R13 = 50 ohm, ½ W; R14 = 1 Mohm, ¼ W. - P1 = 0,5 Mohm; Re = 9 cm filo Nichelcromo diam. 0,5 avvolto a spirale in aria, formante un semicerchio.

tuita da un pannello forato, in legno compensato, e sul quale è montato l'altoparlante.

Le fotografie daranno un concetto più esatto di quanto esposto. Certo che per realizzare l'apparecchio radio non ci vuol molto tempo, ma la costruzione « edile » (diremo così) richiede pazienza e... alcool disinfettante le dita ad ogni taglio!

Il nome Elettra dato alla costruzione è solo in omaggio alla mia bambina, e non ha nulla a che vedere con ditte costruttrici di apparecchi radio.

Ed ora diamo una occhiata al circuito elettrico.

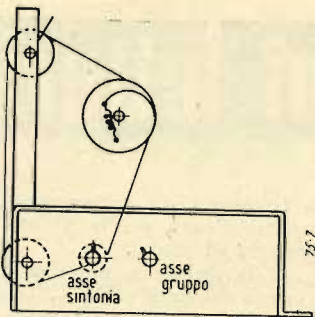



Fig. 2. - Vista di fianco del telaio (le dimensioni sono ridotte a circa un terzo).

cia attenzione a che le resistenze in serie ai filamenti non abbiano a munire la villetta di... riscaldamento centralizzato, poichè in tal caso il legno comincia a spaccarsi lungo la venatura, o, quel che è peggio, potrebbe provocare uno spettacolo pirotecnico tutt'altro che conveniente.

Nella filatura, si abbia cura di usare cavetto rigido, specie nella parte ad AF, per evitare microfonicità e slittamenti. Anche il variabile (Philips 2×450pF tipo piccolo), sia montato su cuscinetti di gomma.

Il cavo che dalla griglia della preamplificatrice di BF va al centro del potenziometro controllo volume sia schermato. I fili

Vista posteriore dell'insieme. Sono visibili il telaio, l'altoparlante e il mobiletto, prima del montaggio definitivo.

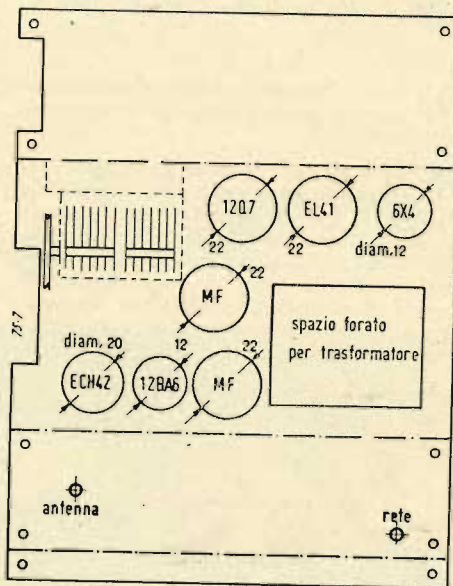



Fig. 1. - Piano di foratura del telaio (le dimensioni sono ridotte a circa un terzo).

SCHEMA ELETTRICO

Il ricevitore è a cinque tubi supereterodina, e precisamente:

ECH42 convertitrice oscillatrice (Philips-serie Rimlock 6,3);

12BA6 amplificatrice di M.F. (R.C.A. miniature);

12Q7 rivelatrice-cav-preampl. di B.F. (FIVRE serie Balilla);

EL41 amplificatrice di B.F. (Philips-serie Rimlock 6,3);

6X4 raddrizzatrice (R.C.A. miniature).

Il gruppo di alta frequenza, ottimo sia pur un pò ingombrante, è il Guerini 961 B. che ha due gamme d'onda (corte e medie) ed è munito di compensatori e nuclei ferromagnetici per la taratura e messa in passo. Pure le medie frequenze sono Guerini, e rispettivamente la N° 503 (I[a]) e N° 504 (II[a]). Le dimensioni di queste sono minime, e quindi si prestano ottimamente al nostro scopo. Per la taratura esse son munite di nuclei in polifer, assai sensibili, e di facile allineamento.

L'altoparlante è il Radioconi AL 80, di minime dimensioni ma di elevata fedeltà.

Ho cercato di ridurre al minimo il circuito, dato che lo spazio non è sufficiente a molti pezzi sotto il pannello. Con tutto ciò l'apparecchio è di una sensibilità elevata, ed ha una riproduzione assai forte. Nè più nè meno che come un normale apparecchio reperibile in commercio.

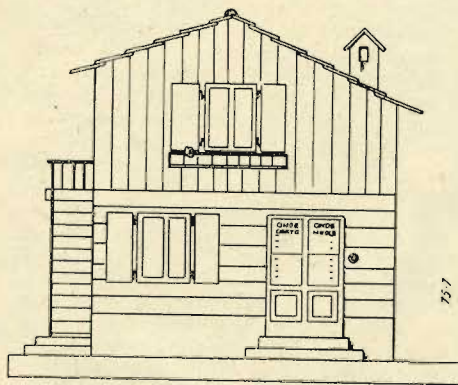



Fig. 3. - Aspetto schematico d'insieme: nella apertura a destra è disposta la scala parlante.

Io ho usate le valvole indicate, per il solo motivo che le aveva in casa. Però al posto della 12Q7 può venir benissimo montata la 6AT6, miniature, che è assai meno ingombrante, senza alcuna modifica allo schema.

Valvole ad accensione con tensioni a 12 e 6 volt mi hanno costretto a dimensionare il trasformatore di alimentazione in modo adatto. Niente di meglio se qualche altro costruttore adotterà tutte valvole miniatura a 6,3 volt di accensione, oppure la serie Rimlock U. Ma in quest'ultimo caso si fac-

portanti eventualmente c.a. a 12 volt, siano incrociati, e le prese di massa nella parte rettificatrice, valvola 6X4, trasformatore, condensatore sulle placche, ecc. siano effettuate su un punto unico. Tutto ciò per evitare al massimo ronzii di r.a.c. dovuti alla rettificazione di una sola semionda, come risulta dallo schema.

Se nonostante il condensatore in parallelo al potenziometro e la capacità abbastanza elevata in parallelo al trasformatore di uscita (lato AT) l'altoparlante desse dei fischi, per effetti induttivi, mettere a massa un capo della bobina mobile, come dallo schema.

Altre difficoltà di montaggio non esistono. Si eviti, durante le prove, di mettere le mani nel telaio dell'apparecchio, dato che un capo della rete viene ad essere a massa, come si abbia cura di evitare che una eventuale presa di terra vada a toccare parti metalliche.

Per comodità del lettore è riportato il piano di montaggio di tutto, e le connessioni delle valvole.

Un ultimo avvertimento: i condensatori elettrolitici vengano montati il più lontano possibile da sorgenti di calore. E' un ottimo accorgimento perchè durino di più.

Il sottoscritto, come sempre, risponderà a quanti chiederanno spiegazioni o delucidazioni in merito. Volentieri come sempre, ma per favore accludete il francobollo.

*

a colloquio coi lettori

Diversi lettori ed abbonati ci scrivono chiedendoci indirizzi di Ditte o fornitori di materiale Radio in generale o di particolari apparecchiature. Facciamo presente a tali nostri amici che le pagine di pubblicità della nostra Rivista sono piene di inserzionisti che offrono tali materiali. Preghiamo perciò vivamente i nostri lettori a voler attentamente osservare e compulsare le pagine della Rivista dedicate alla pubblicità nel loro stesso interesse per la scelta dei fornitori di materiali Radio.

* * *

D *Come funzionano e dove vengono impiegati gli oscillatori a « resistenza negativa »?*

R Se si potesse costruire un circuito sintonizzato senza resistenza, una piccola quantità di energia introdotta nel circuito inizierebbe una oscillazione che dovrebbe continuare indipendentemente. Si avrebbe così un circuito senza nessuna perdita di energia ed in continua oscillazione. Purtroppo non è possibile realizzare in pratica tale circuito.

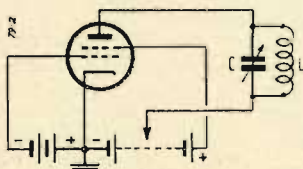



Fig. 1. - Circuito oscillante a resistenza negativa: *dinatron*.

Un circuito risonante possiede un valore definito di impedenza parallelo, in risonanza tale impedenza è una resistenza pura. Se si potesse inserire nel circuito un valore di resistenza « negativa » uguale alla resistenza parallelo del circuito, la resistenza negativa neutralizzerebbe la resistenza « positiva » (reale) del circuito e si otterrebbe un circuito sprovvisto, in effetti, di resistenza.

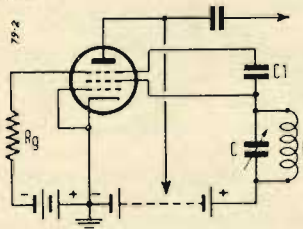



Fig. 2. - Circuito oscillante a resistenza negativa: *transitron*.

Una resistenza negativa è una resistenza che presenta caratteristiche opposte a quella reale o positiva. In una resistenza negativa la corrente aumenta quando la tensione diminuisce e viceversa. Quindi una resistenza negativa non consuma corrente ma ne genera. In certe condizioni può aversi che una valvola termoionica lavori come resistenza negativa ed essere connessa ad un circuito sintonizzato per dar luogo ad oscillazioni.

In fig. 1 e 2 si illustrano due circuiti che permettono la cosa.

Il circuito della fig. 1 viene chiamato *dinatron*. L'emissione secondaria di placca di certi tipi di tetrodi ne determina il funzionamento. Per certi valori di tensione di griglia schermo, la corrente di placca di un tetrodo diminuisce allorchè se ne aumenti la tensione. Tale comportamento ha egual caratteristica a quella di una resistenza negativa di placca.

In fig. 2 la resistenza negativa si produce in virtù del fatto che se alla griglia soppressore di un pentodo si applica una tensione di polarizzazione negativa, gli elettroni che normalmente passerebbero per il soppressore verso la placca, sono divelti alla griglia schermo, aumentando la corrente di griglia schermo ed invertendo l'azione normale della vavola. Tale circuito viene chiamato *transitron;* il loro impiego è riservato a certi strumenti di misura. *(GC)*

* * *

D *Quali sono i vantaggi di un voltmetro elettrostatico?*

R I voltmetri elettrostatici misurano la tensione deducendola dalla forza elettrostatica di attrazione che si esercita secondo la formula

$$F = \frac{1}{2} \epsilon_0 V^2 S/h^2$$

in cui F è la forza di attrazione in newton, S la superficie delle armature in metri quadrati, V la differenza di potenzione in volt, h la distanza fra le armature in metri mentre ϵ_0 è la costante dielettrica del mezzo in farad per metro.

Tali strumenti si prestano per le misure di tensione continue ed alternate poichè in quest'ultimo caso la tensione cambia di segno contemporaneamente sulle due armature trovandosi così sempre a potenziale di segno opposto. I voltmetri elettrostastici hanno il pregio di non assorbire corrente. Sono perciò gli unici strumenti che misurino direttamente la tensione mentre tutti gli altri strumenti — essendo costituiti da amperomeri (o milli o micro amperometri) con in serie una resistenza — misurano indirettamente la tensione in base alla legge di Ohm. Fino all'avvento del voltmetro a valvola furono gli unici strumenti che presentavano il pregio, specie per il campo delle correnti deboli, di non assorbire corrente, così solo con i voltmetri elettrostatici era possibile misurare, per esempio, la tensione esistente ai capi di un condensatore senza doverlo scaricare in maniera più o meno complessa.

Di contro tali strumenti presentano l'inconveniente di essere abbastanza delicati. Per tale ragione per i tipi industriali non è possibile scendere a portate inferiori ai 300 - 400 volt. Nei laboratori di fisica sono stati costruiti voltmetri elettrostatici sensibili a tensioni dell'ordine del volt chiamati elettrometri a fili di Wulf.

Per tensioni continue sono stati realizzati esemplari che, servendosi di campi ausiliari prodotti da batterie di pile, permettono di apprezzare tensioni dell'ordine del millivolt tra i quali citiamo l'elettrometro a quadrante di Lord Kelvin e l'elettrometro a filo di Perruca. *(GC)*

* * *

D *Un segnale che mi sposta l'indice del S-Meter sul valore S7 a quanti microvolt di sensibilità tra i morsetti di antenna e terra corrisponde ?*

R Non vi è uno Standard che stabilisce quanto lei richiede ed ogni costruttore si regola a suo piacimento. Vi sono però due criteri diversi che vanno per la maggiore e che conducono naturalmente a risultati differenti. In ogni caso però lo scarto di una unità S corrisponde ad un salto di 6 dB in tensione.

Riproduciamo le due tabelle: la prima ha come base S9 uguale a 100 microvolt e la seconda S1 uguale ad 1 microvolt.

Unità S	dB	Microvolt
1	0	0,38
2	6	0,75
3	12	1,55
4	18	3,12
5	24	6,25
6	30	12,50
7	36	25,00
8	42	50,00
9	48	100,00
9+20dB	68	1000,00
9+40dB	88	10000,00

Seconda tabella

Unità S	dB	Microvolt
1	0	1,00
2	6	1,90
3	12	3,98
4	18	7,90
5	24	15,90
6	30	31,60
7	36	64,00
8	42	125,90
9	48	251,00
9+20dB	68	2500,00
9+40dB	88	25000,00

(GC)

* * *

D *Quali sono i requisiti di un ricevitore radio?*

R Le caratteristiche di un ricevitore radio sono: la *sensibilità*, la *selettività*, la *stabilità* e la *fedeltà*.

Esiste una certa confusione presso le persone che trattano di radio sul termine *sensibilità*. Commercialmente parlando la sensibilità viene definita come la tensione dei segnali in microvolt — all'entrata del ricevitore — richiesta per produrre una potenza di bassa frequenza nell'altoparlante. Tale definizione è perfettamente rispondente per ricevitori per radiodiffusione che non hanno frequenze di ricezione superiore ai 20 MHz e dove i disturbi atmosferici ed industriali sommergono normalmente ogni altro disturbo generato dallo stesso ricevitore.

Altra definizione corrente di sensibilità misura il merito di un ricevitore definendo la sensibilità come il segnale necessario all'entrata del ricevitore per dare una potenza di bassa frequena di un certo valore (solitamente 10 dB) sopra la potenza del rumore del radioricevitore. Questa è una misura di sensibilità molto utile specialmente per segnali deboli poichè non è solamente una misura di guadagno o di amplificazione totale del ricevitore.

La *selettività* è la capacità di un ricevitore nel discriminare fra frequenze di poco discoste, la frequenza desiderata. La selettività totale dipende dalla selettività dei singoli circuiti sintonizzati e dal numero di tali circuiti. Un ricevitore è più selettivo se la larghezza di banda — o banda passante — è minore. Naturalmente la larghezza di banda deve essere sufficiente per lasciar passare il segnale e le sue bande laterali qualora si desideri una buona fedeltà del segnale.

La *stabilità* di un ricevitore è la sua capacità per fornire una potenza costante durante un periodo di tempo molto lungo rispetto un segnale di entrata di intensità e frequenza costante. Vuol dire principalmente la sua capacità per mantenere sintonizzato su di un segnale in arrivo tenuto conto delle condizioni variabili dei vari organi elettrici e meccanici. Il termine « in-

(il testo segue a pag. 294)

UN V. F. O. DI FACILE COSTRUZIONE

di Curzio Bellini (*)

Il circuito oscillatore è il ben noto Clapp, che finora è quello che dà la maggior garanzia in fatto di stabilità di frequenza.

Lo schema non ha niente di eccezionale, e l'apparecchio è stato progettato e costruito in modo che la sua pratica realizzazione non presenti alcuna difficoltà per il dilettante.

Ciò non di meno presenta delle doti e delle particolarità di funzionamento che lo distaccano dai tipi normalmente descritti.

Le valvole impiegate:

9002 in circuiti Clapp con tensione stabilizzata dalla

VR150 o tipo similare della Philips la quale stabilizza anche la tensione di griglia schermo della

6AQ5 separatrice che pilota la

6AQ5 finale, accordata in placca da 3.5 a 5 MHz

L'uscita R.F. è stata effettuata appositamente in banda 80 per pilotare trasmettitori dilettantistici muniti anche di questa gamma che probabilmente verrà in parte concessa dal Ministero PPTT per il servizio radiantistico. L'uscita R.F. è tale che questo VFO può pilotare direttamente una 813 su 80 mt.

Lo schema elettrico non presenta nessuna difficoltà, particolare cura va rivolta invece al montaggio meccanico ed alla disposizione dei pezzi.

Tutto il circuito oscillatore pilota come si può notare nella fotografia è racchiuso in una scatoletta di alluminio (spessore 1,5) isolata meccanicamente, con rondelle di para, dallo chassì ed è messa a massa in un unico punto.

La valvola 9002 oscillatrice è montata esternamente alla scatola per evitare che il calore da essa prodotto possa influenzare i componenti del circuito.

C_1 - C_2 - C_3 - C_4 sono condensatori a mica argentata possibilmente a coefficente zero temperatura. Tutte le resistenze (tranne la R_7 sono da 1 watt. R_7 è da 5 watt.

Le bobine:

L_1 — va avvolta su un supporto ceramico da 35 mm ed è composta da 27 spire di filo da 1 mm rame smaltato spaziatura 1 mm.

(*) Del Laboratorio Iris Radio.

Fig. 1. - Schema elettrico del V.F.O. 3,5 ÷ 4 MHz. *Ca* = 140 pF, compensatore; *Cb* = 30 pF, variabile.

Scaldare il filo prima di avvolgere la bobina ed impregnare possibilmente la bobina con paraffina pura o ipertrolitul.

Il supporto di questa bobina può essere anche di cartone bachelizzato tipo Amphenol. (In questo caso l'impregnazione è necessaria).

L_2 — va avvolta su un supporto da 20 mm ∅ ed è composta da 32 spire filo smalto da 6/10 senza spaziatura.

misura chassis: 240 × 125 × 50 mm
misura scatola VFO: 110 × 60 × 70 mm
misura pannello: 140 × 150 mm.

Tutto l'apparecchio può essere chiuso in una cassetta metallica munita di alette di raffreddamento e va collegato al trasmettitore mediante un cavo coassiale a bassa impedenza lungo non più di mt 1,50 e può così essere collocato a fianco del ricevitore e pilotare generalmente per piccoli scarti di frequenza (30 ÷ 40 kHz), il trasmettitore senza dover ritoccare gli stadi intermedi e finale di quest'ultimo. (81)

Aspetto generale del V.F.O. Da notarsi lo schermo che racchiude tutto il circuito oscillatore pilota.

IL COMPLESSO SCR-506-A

(*il testo segue da pag.* 284)

di polarizzazione delle griglie dei tubi finali quando l'apparato è predisposto per il funzionamento in fonia. Esso viene normalmente tarato in sede di fabbrica e non dovrebbe più richiedere di essere ritoccato. In caso di sua taratura:

a) Sintonizzare il trasmettitore per telegrafia a piena potenza con l'aereo a stilo e prendere nota della corrente d'aereo.

b) Portare il commutatore *POWER & EMISSION* su *VOICE* e premere il pulsante di comando sul microfono. Se la corrente d'aereo è circa la metà di quella osservata prima la taratura è esatta; in caso contrario regolare R177 fino a portare la corrente d'aereo al valore prescritto.

2) Il potenziometro R190 è a regolazione semifissa e serve per il controllo della percentuale di modulazione in fonia. Esso viene regolato per una profondità media del 90 % controllando la percentuale reale di modulazione con un oscillografo. Una taratura abbastanza esatta si ottiene ruotandolo completamente a destra e riportandolo indietro di un terzo della sua corsa.

La fig. 21 mostra la dislocazione dei vari organi dell'apparato, nonchè il tipo e la disposizione dei cavi di interconnessione.

Per qualsiasi schiarimento o dettaglio in merito al complesso descritto, l'Autore è a disposizione di tutti tramite « *l'antenna* ».

(N.d.R.) *Si rinviano i Lettori al prossimo fascicolo di questa Rivista, per gli schemi elettrici generali del trasmettitore BC635A e telaio FT253A e del ricevitore BC652A e calibratore, con i valori di tutti i componenti.*

a colloquio coi lettori

(*il testo segue da pag.* 292)

stabile » viene pure dato ad un ricevitore che entra in auto-oscillazione o che comunque presenta tendenze a fenomeni di reazione.

La *fedeltà* è l'attitudine relativa di un ricevitore per riprodurre in potenza la modulazione della portante. Per ottenere una riproduzione esatta la larghezza di banda deve essere sufficientemente larga da lasciar passare la portante e le sue bande laterali prima della rivelazione e tutti i componenti della modulazione dopo la rivelazione.

piccoli annunci

PRECISAZIONE.

La Ditta Peck ci informa che la speciale sostanza che viene usata nella costruzione dei suoi condensatori capaci di funzionamento anche in completa immersione in acqua, è dovuta al suo tecnico, noto chimico, Sig. Paolo Bassani.

* * *

Nel N. 10 della Rivista, nell'inserzione della Ditta Brayton a pag. II è errato il prezzo delle scatole di montaggio.

Detto prezzo va maggiorato del 15 %.

I RADIORICEVITORI PROFESSIONALI (*)

di Raoul Biancheri

L'attributo di « professionale » o di « comunications receiver » è comunemente assegnato con una certa facilità a quei ricevitori che staccandosi, e a volte troppo lievemente, dal circuito convenzionale dei quattro tubi più uno, assommano particolarità quale ad esempio un circuito soppressore di rumori (anti-noise) oppure un allargamento di banda (band-spread). Al fine di porre questa qualifica al suo posto esatto nella scala dei radioricevitori vengono qui brevemente riassunte le norme che regolano l'omologazione di un ricevitore professionale da parte degli Enti preposti all'accettazione di quegli apparati che dovranno entrare in servizio negli impianti di traffico internazionale. La gamma coperta da questi ricevitori dovrà permettere con continuità la sintonia di segnali di tipo A_1 A_2 A_3 la cui frequenza sia compresa fra 100 kHz e 25 MHz, la scelta delle sottogamme è, salvo casi speciali, a scelta del costruttore, in ogni caso però dovrà essere assicurata una adeguata copertura delle sottogamme. Il controllo di volume, ossia la regolazione del guadagno di *BF* ed il controllo di sensibilità, ovvero la regolazione del guadagno in *AF*, devono far capo a due comandi distinti. Le misure su questi ricevitori saranno effettuate applicando ad essi dei segnali a radio frequenza per mezzo di appositi generatori tarati e misurando la potenza resa a bassa frequenza all'uscita. Se non è detto altrimenti il segnale di tipo A_2 deve essere modulato al 30 % a 400 periodi al secondo e l'uscita standard di 1 mW su 600 ohm.

La tensione a R.F. sarà applicata all'ingresso attraverso un'antenna artificiale costituita nel seguente modo:

per frequenze inferiori a 4 MHz
$R = 10\ \Omega$ in serie con una C da 200 ÷ ÷ 600 pF
per frequenze superiori a 4 MHz
$R = 75\ \Omega$ non induttivi

La selettività dovrà essere regolabile a salti o con continuità e dovrà comunque permettere le seguenti regolazioni:

Selettività:	larga	media	stretta	molto stretta (eventuale)
Frequenza:	1,5 ÷ 25	0,10 ÷ 25	0,1 ÷ 25	0,1 ÷ 0,16 MHz
Attenuazione:				
6 dB	4	1,5	0,5	— kHz
30 dB	12	6	2,5	0,75 kHz
60 dB	24	12	5	5 kHz
90 dB	50	35	25	25 kHz

Tali valori dovranno essere verificati mantenendo la potenza di uscita costante e variando il segnale all'ingresso.

I rapporti di interferenza d'immagine devono essere inferiori ai seguenti valori:

Frequenza		
	0,1 ÷ 1 MHz	80 dB
	1 ÷ 1,5 MHz	80 dB
	1,5 ÷ 7 MHz	60 dB
	7 ÷ 15 MHz	40 dB
	oltre 15 MHz	25 dB

Il rapporto di interferenza sulla frequenza intermedia dovrà essere:
Per M.F. da

140 ÷ 1.600 kHz	90 dB
oltre 1.600 kHz	60 dB

Un filtro in BF è un elemento eventuale, in tal caso questo filtro avrà la frequenza centrale a 1000 periodi e la curva passante sarà tale da presentare una attenuazione di 20 dB a ± 700 periodi.

La sensibilità è misurata per una uscita di 1 mW presente ai capi di una resistenza il cui valore ohmmico dovrà essere uguale al modulo dell'impedenza della cuffia per una frequenza di bassa di 1000 periodi. Quest'uscita deve potersi ottenere con qualunque regolazione di selettività con controllo automatico di sensibilità escluso o incluso applicando una tensione di entrata non superiore ai seguenti valori:

Frequenza:	Sensibilità: A_1	A_2
100 ÷ 160 kHz	14 μV	— μV
160 ÷ 1500 kHz	10 μV	10 μV
1.5 ÷ 4 MHz	3 μV	3 μV
4 ÷ 10 MHz	3 μV	10 μV
10 ÷ 25 MHz	10 μV	14 μV

In ricezione di segnali di tipo A_1 e di tipo A_2 con livelli uguali a quelli indicati nella tabella precedente e con i comandi di guadagno regolati per l'uscita normale, il rapporto segnale/disturbo dovrà soddisfare le seguenti misure:

Frequenza	Selettività	Rapporto segnale/disturbo
100 ÷ 160 kHz	stretta	10 dB
160 ÷ 1500 kHz	media	10 dB
1,5 ÷ 4 MHz	larga	10 dB
4 ÷ 10 MHz	larga	20 dB
10 ÷ 25 MHz	larga	25 dB

Nell'intensità di rumore sono considerate pure eventuali oscillazioni parassite.

Un ricevitore professionale dovrà possedere un circuito di controllo automatico di sensibilità da potersi includere od escludere a piacere. Tale controllo dovrà funzionare per i segnali A_1 - A_2 - A_3 per le frequenze comprese fra 1,5 e 25 MHz.

L'efficenza di questo controllo sarà verificata nella seguente maniera.

Con il ricevitore regolato per l'uscita standard con un segnale d'ingresso di tipo A_2 e di intensità tre volte maggiore di quello specificato nello specchietto della sensibilità e per frequenze di accordo comprese fra 1,5 e 25 MHz un aumento di 20 dB del segnale d'ingresso dovrà determinare un miglioramento di almeno 15 dB del rapporto segnale/disturbo inoltre un aumento del segnale d'ingresso di 60 dB non dovrà provocare un aumento all'uscita di più 10 dB. La costante di tempo di carica dovrà essere 0,1 sec. circa, mentre quella di scarica dovrà essere di 1 secondo.

La misura di intermodulazione di un ricevitore professionale accordato su frequenze comprese fra 0,16 MHz e 25 MHz sarà effettuata nella seguente maniera:

1) in posizione di selettività media e con il controllo automatico di sensibilità incluso applicando un segnale A_2 a 1000 μV si regolerà il ricevitore sino ad ottenere un'uscita di 1 mW come specificato prima, l'applicazione simultanea di un segnale di tipo A_1 con livello d'ingresso 0,1 V spostato in frequenza ± 10 kHz rispetto al segnale A_2 non dovrà determinare un aumento all'uscita maggiore del doppio rispetto al livello prima regolato.

2) Con il ricevitore regolato come in 1) e togliendo la modulazione del segnale sintonizzato si dovrà verificare che l'applicazione simultanea di un segnale di tipo A_2 del valore di 30 mV e di frequenza ± 10 kHz differente da quella del segnale desiderato, non produca una uscita di valore superiore ad 1/1000 (—30 dB) dell'uscita normale.

Sempre su un ricevitore professionale si effettuerà la misura di transmodulazione ponendo il ricevitore su selettività media e con controllo automatico di sensibilità escluso, in maniera da dare l'uscita normale con un segnale d'ingresso desiderato di tipo A_2 del valore di 30 mV e ad una frequenza compresa fra 160 ÷ 550 kHz. Tolto il segnale di entrata, si applichino simultaneamente due segnali interferenti l'uno di tipo A_1 e l'altro di tipo A_2 di frequenza la cui somma o differenza eguagli la frequenza desiderata; quando l'intensità di ciascuno dei due segnali sia di 0,3 V e ciascuno di essi non produca uscita apprezzabile, l'uscita prodotta non deve risultare superiore a quella normale. La fedeltà di risposta verrà verificata con un segnale di tipo A_3 di frequenza superiore a 1500 kHz e facendo variare la modulazione fra 300 e 2500 periodi, il livello di uscita non dovrà variare di + 8 dB. La distorsione totale non dovrà eccedere il 5 % per un'uscita normale determinata da una portante di 1 MHz di intensità compresa fra 30 e 10 μV modulata da un segnale sinusoidale al 30 % e a frequenza 400 periodi. Portando la profondità di modulazione all'80 % il contenuto totale di armoniche non dovrà eccedere il 15 %.

L'irradiazione dell'oscillatore locale dovrà essere tale da non determinare un campo di 0,1 μV/metro alla distanza di due chilometri.

La stabilità dell'oscillatore locale e quindi della sintonia dovrà soddisfare le seguenti esigenze: dopo 5 primi dall'accensione e per ogni intervallo successivo di 5 primi la frequenza non dovrà variare più di quanto è indicato nella colonna A della tabella seguente. Nella colonna B della stessa tabella sono invece indicati gli scarti massimi ammessi per variazioni di temperatura ambiente di 5° nell'intervallo 0° ÷ 50° dopo che il ricevitore sia acceso da almeno 15 minuti primi. Inoltre, nella colonna A sono indicati i valori massimi ammessi come slittamento di frequenza

(*il testo continua a pag. seguente*)

(*) Le seguenti disposizioni sono state stralciate dalle *Norme Tecniche* dell'Istituto Superiore delle Poste e Telecomunicazioni in armonia con la pianificazione di Atlantic City del 1947.

rassegna della stampa

I Thyratron e le loro applicazioni

di T. W. Maciejowski — *per gentile concessione della Philips S. p. A.*

Le applicazioni elettroniche nel campo industriale vanno ogni giorno affermandosi sempre più, anche nel nostro Paese.

Fra le molteplici applicazioni il campo dei telecomandi ed automatismi ha grandemente beneficiato delle conquiste tecniche più recenti dell'elettronica.

A tale scopo offriamo ai nostri affezionati Lettori una estesa trattazione sulla costituzione e sugli impieghi dei thyratron i quali costituiscono gli elementi basilari in qualsiasi applicazione concernente il campo succitato e nel contempo siamo lieti di poter presentare una così larga documentazione su un argomento sinora così scarso di divulgazione. Questa possibilità ci è stata concessa dalla Philips S. p. A. e nel renderne atto ai nostri lettori ci è doveroso porgere a tale Società la loro espressione di gratitudine.

N. d. R.

I RADIORICEVITORI RROFESSIONALI

(segue dalla pag. precedente)

quando la tensione di alimentazione venga a variare del ± 5 %.

frequenza	A unità × 10^{-4}	B unità × 10^{-4}
0.1 ÷ 1,5 MHz	3	10
1.5 ÷ 25 MHz	1	3

La sintonia deve disporre di due comandi, uno per la ricerca rapida ed uno per l'affinamento della sintonia, questo secondo comando dovrà essere tale da permettere che per ogni divisione segnata la frequenza di sintonia non varii di più di $3 \cdot 10^{-4}$ unità per il campo di frequenze 0.1 ÷ 1,5 MHz e di $1 \cdot 10^{-4}$ unità per il campo di frequenza 1.5 ÷ 25 MHz. L'errore di frequenza dovuto al lasco meccanico non deve superare lo scarto corrispondente ad una divisione, ed inoltre la scala graduata dev'essere tale che la variazione di sintonia di 1 centimetro non sia maggiore del 4 % della frequenza.

L'oscillatore di nota (BFO) per la ricezione di segnali A_1 non dovrà variare di più di 100 periodi nell'intorno di 1000 Hz quando il livello d'ingresso del segnale venga a variare da 20 a 80 dB sopra il livello indicato per la sensibilità. Inoltre per qualsiasi livello di entrata compreso nei limiti suddetti, deve essere sempre possibile ottenere una frequenza minima di battimento di 200 periodi ai lati del battimento zero.

Se il ricevitore in esame lavorerà in isoonda con un trasmettitore il ricevitore dovrà incorporare un dispositivo desensibilizzatore in modo da evitare danni; i dispositivi a ciò necessari devono essere atti a permettere l'ascolto durante le pause dell'emissione, per una velocità di manipolazione sino a 30 parole per minuto.

Gli effetti dei disturbi impulsivi devono essere ridotti al minimo possibile mediante circuiti limitatori da potersi includere od escludere a piacere. Infine la costruzione meccanica sarà definita a seconda del servizio che il ricevitore sarà tenuto ad assolvere in ogni modo però il montaggio deve essere fatto in maniera che le varie parti siano facilmente accessibili per verifiche, riparazioni e sostituzioni. *

FONDAMENTI

Generalità

I thyratron sono dei tubi termoionici a riempimento gassoso od a vapore metallico con griglia di controllo e anodo semplice.

I thyratron hanno generalmente un catodo ad ossido riscaldato e possono essere del tipo a triodo o multigriglia. Si utilizzano generalmente nelle applicazioni elettroniche industriali, negli apparecchi di misura come nella radionavigazione (radar). Per le applicazioni industriali si scelgono in generale tipi più robusti, capaci di sopportare correnti molto elevate, mentre per gli apparecchi di misura e di navigazione si impiegano di preferenza tipi più piccoli, potendo sopportare delle correnti che vanno fino ad un ampere. Non è economico fabbricare dei thyratron per correnti eccedenti i 10 ÷ 15 ampere, per il fatto che una soluzione più semplice può venire adottata in questo caso.

Gli ignitron seguono la serie dei thyratron per le correnti più elevate. L'ignitron è un tubo a pozzetto di mercurio ed anodo semplice, con un semiconduttore per l'innesco. Mentre l'emissione di un thyratron è controllata per mezzo della griglia, il controllo di un ignitron è effettuato a mezzo dell'elettrodo chiamato « d'innesco ». Dato questa differenza essenziale, la potenza richiesta per il controllo d'un ignitron è di molto superiore a quella richiesta per il thyratron e sale a circa 100 W quando si lavora a 50 Hz.

Un gruppo separato di tubi controllati dalla griglia comprende i raddrizzatori controllati a più anodi e pozzetto di mercurio, i quali possono essere utilizzati con successo per una serie di correnti del valore intermedio.

Viene, infine, menzionato il triodo a catodo freddo e riempimento gassoso. Questo tubo è utilizzato con buon esito nel campo di relais, specialmente in circuiti controllati a distanza. Il principale vantaggio che si ottiene dall'utilizzazione di un simile tubo, è che il catodo non ha bisogno di riscaldamento e la valvola perciò, è sempre pronta a funzionare. Si segnala come svantaggio, la limitazione della corrente d'uscita (100 mA circa, valore di punta) e la sensibilità piuttosto scarsa.

Principio del funzionamento

Fra le caratteristiche dei thyratron e quelle dei tubi a vuoto a griglia di controllo, c'è una differenza rilevante. Nel caso di un triodo a vuoto, il controllo di griglia agisce sulla corrente d'anodo in modo continuo, mentre in un thyratron, la sua funzione è finita nel momento in cui il valore di innesco è raggiunto. Quando il flusso di corrente si è iniziato in un tryratron, la griglia è circondata di ioni e cessa di esercitare alcun controllo sull'emissione; la corrente massima dell'anodo continua a circolare fino a che la tensione anodo - catodo cade sotto al valore di spegnimento. La tensione di griglia per la quale il thyratron si innesca, dipende dalla tensione dell'anodo e questa interdipendenza è espressa sotto forma di una curva, la quale è conosciuta sotto il nome di caratteristica di controllo.

I thyratron possono avere una caratteristica di controllo negativa, positiva o intermedia: esempi sono dati dalla fig. 2 *a*, *b* e *c* riferendosi a certe valvole a vapore di mercurio. Nella parte sinistra della curva corrispondente, il tubo non è conduttore, nella parte destra invece è conduttore.

Dettagli di costruzione

Paragonati ai tubi a vuoto, i thyratron presentano parecchie ed interessanti differenze di costruzione, (v. fig. 3 e 4).

L'assieme consiste generalmente in un'ampolla di vetro e la sua resistenza viene

Fig. 1. - I thyratron Philips PL 105 e PL17.

provata da forti urti, tali da adeguarsi alle apparecchiature industriali. Questo rende la costruzione dell'assieme metallico considerevolmente meno pesante.

L'anodo *A* è fatto di metallo o di grafite. La costruzione dell'anodo deve essere tale che il calore venga dissipato rapidamente, alfine di evitare il rischio di emissione secondaria. Un mezzo per aumentare al massimo la dissipazione del calore, e perciò, di abbassare la temperatura dell'a-

Fig. 2. - Caratteristiche di controllo del thyratron a vapore di mercurio a differenti temperature di mercurio condensato: *a*) caratteristica di controllo negativo; *b*) caratteristica di controllo positivo; *c*) caratteristica di controllo transitorio.

nodo, e consiste nell'annerire la sua superficie.

Il catodo *C* è ricoperto di ossido, ciò che assicura una fortissima emissione di elettroni; può essere a riscaldamento diretto od indiretto.

La costruzione del catodo di un thyratron, si differenzia da quella di un tubo a vuoto, a causa del riempimento di gas o di vapore metallico. Difatti, quando il gas diventa ionizzato, il transito dell'elettrone non deve essere necessariamente una linea diritta; questo permette la spiralizzazione del filamento trasmittente, avendo come risultato una forte riduzione delle perdite di calore di detto filamento.

I catodi a riscaldamento indiretto sono generalmente circondati da uno schermo termico (v. H. fig. 3) consistente in cilindri concentrici di metallo.

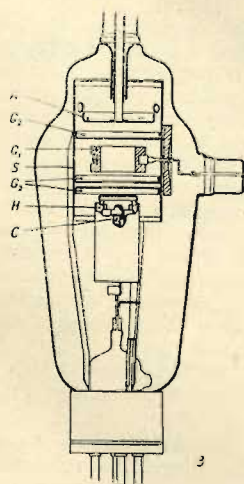



Fig. 3. - Costruzione del thyratron Philips PL105: *C* = catodo, *H* = schermo termico, *G* = griglia di controllo, G_2 = griglia-schermo alla quale è collegato lo schermo cilindrico *S* che attornia il luogo dove si effettua la scarica *A* = anodo.

Dato che la corrente anodica deve necessariamente attraversare il catodo, i thyratron del tipo più importante, sono abitualmente allestiti d'un catodo a riscaldamento indiretto, visto che un filamento servendo da catodo sarebbe troppo voluminoso. In generale, è pratico impiegare una corrente di riscaldamento relativamente bassa ed ottenere la potenza di riscaldamento richiesta aumentando la tensione del filamento. Dove i tubi sono a riempimento di gas od a vapore di mercurio, la differenza del potenziale fra le due estremità del filamento non deve tuttavia eccedere il potenziale di ionazzazione del gas o del vapore di mercurio, lato che si avrebbe allora una scarica continua che renderebbe impossibile il controllo del tubo e condurebbe questo alla sua distruzione completa.

Il tipo del catodo ed il suo volume, determinano il tempo del riscaldamento. Per ottenere la temperatura richiesta per l'emissione massima degl'elettroni, per i catodi a riscaldamento diretto è necessario qualche secondo solamente, mentre per i catodi a riscaldamento indiretto occorrono parecchi minuti.

Durante questo tempo, nessuna carica deve essere applicata al circuito dell'anodo, perchè la vita del tubo potrebbe risentirne.

La griglia di controllo G_1 si presenta sotto forma di anello o di schermo e può essere sia in grafite che in metallo. I thyratron a caratteristiche di innesco negative hanno una griglia di controllo con una

Fig. 4. - Esempio di costruzione di un thyratron: *a*) a caratteristica di controllo negativa; *b*) a caratteristica di controllo positiva; il significato delle lettere è lo stesso della fig. 3.

apertura abbastanza grande, (V. fig. 4a). D'altra parte, i thyratron a caratteristica d'innesco positiva sono provvisti di una griglia di controllo costituita da uno o più schermi, i quali sono forati da un certo numero di aperture più piccole (V. fig. 4 b). Per effetto di protezione, accresciuta di molto per questa costruzione, la valvola non si innescherà che sotto l'effetto della tensione positiva di griglia.

La griglia - schermo G_2 consiste in uno schermo multiplo, contornato da un cilindro (V. fig. 3 e 4 a). La griglia di controllo è isolata dal catodo come pure dall'anodo. La griglia-schermo contrasta fra l'altro, il deposito di materie emissive del catodo sulla griglia di controllo e riduce la temperatura di quest'ultima, a causa delle sue proprietà refrattarie. La parte cilindrica *S* della griglia - schermo circonda interamente lo spazio dove si produce la scarica e perviene così l'innesco intempestivo provocato da cariche elettrostatiche sul vetro, le quali cariche possono essere causate da ioni di gas o vapore di mercurio; la grande stabilità del funzionamento è così completa.

Metodi di controllo

Come è stato esposto in precedenza, un grande vantaggio dei thyratron consiste nel fatto che essi possono controllare grandi potenze con l'aiuto di potenze di controllo molto piccole. Questo è spiegato nella fig. 5, la quale dà la caratteristica di controllo di un thyratron uguale a quella riprodotta nella fig. 2*a*. In simile caratteristica di controllo, la combinazione d'una tensione d'anodo e d'una tensione di griglia, è rappresentata da un punto in un piano di un sistema di coordinate. Tale piano è diviso in due parti dalla curva della caratteristica di controllo. Se il punto corrispondente ad una certa combinazione è situato a sinistra della curva, il tubo si innescherà.

In altri termini, la combinazione d'una tensione d'anodo *A* e d'una tensione di griglia *B* (punto *D*) non provocherà l'innesco del tubo, ma la combinazione d'una tensione d'anodo *A* e d'una tensione di griglia *C* provocherà l'innesco. Se per una tensione d'anodo *A* il punto di funziona-

Fig. 5. - Caratteristica di controllo di un thyratron. Per una tensione anodica del valore corrispondente al punto *A*, il tubo è innescato quando il punto di funzionamento è posto in *D* verso *E*, per modifica della polarizzazione di griglia da *B* a *C*.

mento è spostato da *D* in direzione di *E*, il tubo si innesca poichè il punto *F* viene raggiunto e la corrente anodica acquista il suo pieno valore.

Una piccolissima variazione della polarizzazione di griglia sarà sufficiente dunque ad elevare la corrente dell'anodo da zero al suo valore massimo, solo allo scopo di prevenire una regolazione troppo critica, (in particolare nel caso di tubi a vapore di mercurio), la variazione di polarizzazione della griglia non dovrebbe essere troppo debole. La potenza richiesta per iniziare la corrente sull'anodo si misura in microwatt, la variazione di polarizzazione di griglia richiesta, si misura in volt e la corrente di griglia di un tubo allo stato non conduttore, in microampere.

I differenti metodi secondo i quali questo inizio può essere eseguito e i problemi che si susseguono saranno trattati più avanti, dettagliatamente. Due aspetti, tuttavia, possono essere menzionati qui brevemente.

Se è utilizzata della tensione alternata per fornire la tensione anodica il valore della tensione di griglia per la quale il thyratron s'innesca dipenderà dal valore istantaneo di questa tensione alternata. Un vantaggio può essere ottenuto da questo fatto nei dispositivi di commutazioni elettroniche e nel campo dei raddrizzatori controllati, applicando così una tensione alternata alla griglia, l'uscita viene controllata dallo sfasamento della tensione alternata di griglia conservando la fase della tensione anodica. Se d'altra parte, una tensione continua è applicata all'anodo, come è spesso il caso per i dispositivi di commutazioni elettroniche, un problema tipico appare e cioè come arrestare il funzionamento del thyratron. Questo non può essere, naturalmente, realizzato regolando semplicemente la tensione di griglia al suo valore iniziale ma è necessario interrompere la tensione all'anodo ciò che necessita l'impiego di circuiti speciali, a meno che l'interruzione non sia operata meccanicamente.

Thyratron a vapore di mercurio ed a gas inerte

Come si vede nella fig. 2, le caratteristiche di controllo dei thyratron a vapore di mercurio, cambiano con la temperatura del mercurio condensato. Questo cambiamento è causato dalle variazioni di densità del vapore di mercurio. La densità del

gas nei thyratron a gas inerte è d'altra parte praticamente costante, di modo che questo fenomeno non si produce con queste valvole.

Dato che la durata dei thyratron a riempimento gassoso è considerevolmente breve, se la quantità del gas inerte assorbito durante il funzionamento del tubo fa abbassare la pressione del gas al di sotto di un dato valore, un'ampia quantità di gas deve essere introdotta nell'ampolla. Questo implica la necessità di aumentare sia la pressione del gas sia le dimensioni dell'ampolla. Per ragioni d'ordine pratico, la prima soluzione solamente è adottata, ma la *tensione inversa di punta* è ridotta man mano che la pressione del gas è accresciuta. In pratica, la tensione inversa di punta dei thyratron a gas inerte può raggiungere approssimativamente 1.300 V per una durata di vita normale e di dimensioni normali. D'altra parte, i thyratron a vapore di mercurio possono resistere a delle tensioni inverse di cresta considerevolmente più alte (fino a 10 kV circa) purchè la temperatura prescritta sia mantenuta.

Il tempo di deionizzazione dei thyratron a vapore di mercurio è dell'ordine di 1000 μs, in modo che la loro utilizzazione si trova limitata a frequenze fino a 500 p.s., d'altra parte i thyratron a riempimento di gas inerte possono avere un tempo di deionizzazione di 10 μs solamente, ciò che li rende atti a funzionare a frequenze più elevate.

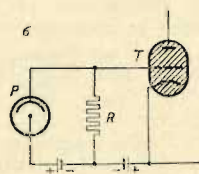



Fig. 6. - Circuito di controllo di un thyratron T tramite una cellula foto-elettrica P.

Thyratron del tipo a triodo e del tipo a tetrodo

I thyratron del tipo a tetrodo offrono i tre seguenti vantaggi:

1) Corrente bassa sulla griglia di controllo.

2) Capacità debole anodo-griglia di controllo.

3) Possibilità di far variare la caratteristica di controllo tramite la polarizzazione della griglia-schermo.

Queste proprietà saranno ora esaminate dettagliatamente.

In seguito alla presenza di griglia-schermo, la *corrente di griglia* di controllo di un tetrodo è molto ridotta quando il tubo non è conduttore ed è misurata in microampere.

Questa corrente può provenire da elettroni che urtano la griglia di controllo o da elettroni emessi da essa stessa e può diventare molto imbarazzante quando si utilizzano dei thyratron a triodo. Questo imbarazzo si manifesta in particolare nelle applicazioni dove una resistenza elevata è posta nel circuito di griglia. Un esempio di circuito dove il thyratron è controllato da una cellula foto-elettrica è dato dalla fig. 6.

In questo circuito il thyratron T resterebbe allo stato di riposo quando la cellula P non è eccitata. Una corrente di griglia apprezzabile può far nascere una differenza di potenziale ai morsetti della resistenza R, e questa tensione può rendere il funzionamento dubbioso. In effetto, una corrente di griglia provocata dagli elettroni che urtano la griglia di controllo può aumentare la polarizzazione negativa di griglia fino a tal punto che l'innesco del thyratron venga ritardato od ostacolato. D'altra parte una corrente di griglia determinata dagli elettroni emessi dalla griglia di controllo può ridurre la polarizzazione negativa di griglia, provocando l'innesco prematuro del thyratron.

In seguito alla debole capacità *anodo-griglia*, il circuito d'entrata d'un tetrodo resta meno soggetto al circuito di uscita e, il rischio d'innesco accidentale viene eliminato. Nel circuito della fig. 7, p. es., il thyratron T si innescherà allorchè un impulso sarà applicato dal trasformatore T_r. Se si utilizza, in questo circuito, un thyratron del tipo a triodo, con un'alta capacità anodo-griglia C_{ga} e se la regolazione è critica accade che una punta di tensione accidentale nel circuito anodico provochi l'innesco del tubo senza che alcun impulso sia trasmesso al circuito d'entrata. In effetto, questa punta di tensione viene trasmessa alla griglia del thyratron dalla capacità C_{ga}. Là dove una regolazione critica è richiesta, il tubo a tetrodo avrà la preferenza sugli altri tipi.

Fig. 7. - Circuito di innesco di un thyratron T tramite un impulso v_i trasmesso da un trasformatore T_r. C_{ga} rappresenta la capacità anodo-griglia del tubo.

Come terzo vantaggio del thyratron del tipo a tetrodo, è stato ricordato che la *caratteristica di controllo* può essere spostata. Ciò viene realizzato dalla variazione della tensione di griglia-schermo V_{g2}, come indicato nella fig. 8.

Da questa proprietà deriva il vantaggio di poter controbilanciare piccole differenze nelle caratteristiche dei tubi individuali utilizzati in un circuito comune. Piccoli cambiamenti nelle caratteristiche di un tubo particolare, cambiamenti dovuti all'invecchiamento, possono venire compensati dalla modifica della tensione di griglia-schermo.

Di più, la griglia-schermo può venire utilizzata quale elemento di controllo supplementare; controllando la tensione di griglia-schermo, si sposta il punto d'innesco del tubo.

COMANDO ELETTRONICO

Vantaggio dei relais a thyratron

Prima dello sviluppo dei circuiti a thyratron, erano utilizzati per comandare forti potenze relais meccanici, tramite tenui impulsi. Il loro principale vantaggio consisteva nella grande inerzia, mentre del resto, la vita del combinatore era limitata, a causa dell'ossidazione dei contatti provocati dalle scintille; la sensibilità dei relais meccanici era poco elevata ed abbassata ancor più dall'uso, a seguito dell'accrescimento di resistenza dei contatti.

La sostituzione d'un relais meccanico mediante un dispositivo elettronico elimina tutti questi inconvenienti; i relais elettronici possono funzionare a grande velocità (fino a 5000 periodi al secondo) dal fatto che essi reagiscono istantaneamente all'impulso. Non si producono deteriorazioni di contatti di relais e la sicurezza del funzionamento non viene meno durante l'intera vita del thyratron.

Dato che non si produce arco fra i contatti, il relais elettronico può funzionare con tutta sicurezza in una atmosfera esplosiva. Di più, la sensibilità d'un tale relais è molto elevata dal fatto che il tubo lavora come amplificatore reagendo a degli impulsi molto deboli, questo significa ugualmente che la potenza d'entrata richiesta è molto tenue, come già spiegato, ed il relais può funzionare sotto l'effetto di deboli impulsi tali quelli forniti dalle cellule foto-elettriche.

Per il comando elettronico, possono venire utilizzati in certi casi tubi a vuoto al posto di thyratron, se si è obbligati da una elevatissima velocità di funzionamento.

Tuttavia, i tubi a vuoto presentano lo svantaggio d'avere una potenza d'uscita piuttosto limitata. Il campo di applicazione dei relais forniti di tubi a vuoto si trova per questa ragione limitato agli apparecchi di precisione, come gli apparecchi di misura e di navigazione. Nel caso in cui il segnale è troppo debole per fare funzionare un thyratron uno stadio amplificatore di tensione può essere aggiunto, essendo utilizzato per questo scopo un tubo a vuoto l'amplificazione di potenza nello stadio d'uscita, è realizzata per mezzo di un thyratron.

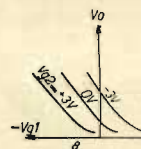



Fig. 8. - Caratteristica di controllo di un thyratron del tipo a tetrodo. Per modifica di tensione di griglia-schermo V_{g2}, questa caratteristica può venire spostata.

In ciò che concerne le applicazioni industriali dove potenze considerevoli sono sviluppate la preferenza è accordata ai thyratron. La potenza, potendo essere comandata è di un ordine di grandezza molto più elevata e la potenza di entrata richiesta molto più debole in seguito alle seguenti considerazioni.

1) Durante il tempo di conduzione, la caduta di tensione nei tubi (tensione d'arco), è costante per tutti i carichi di uscita ed estremamente ridotta (dell'ordine di 10 V) e per questa ragione, quasi l'intero valore della tensione anodica apparirà ai capi del carico.

2) La corrente anodica dei thyratron è molto superiore di quella dei triodi a vuoto.

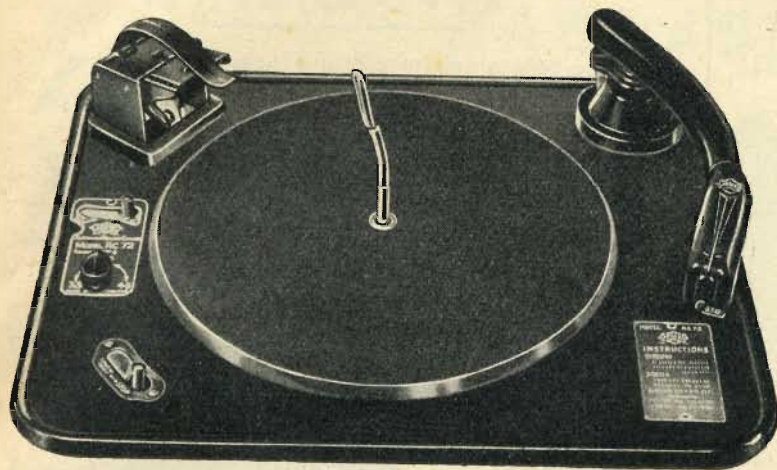
3) La potenza d'entrata necessaria per azionare un dispositivo magnetico è più debole quando si utilizza un thyratron che quando si opera con un tubo a vuoto. Questo è spiegato nel seguente esempio.

Se nei due casi è utilizzata una resistenza di griglia di 2 MΩ e se i funzionamenti necessitano di una corrente anodica di 10 mA, una variazione di tensione di griglia di 0,5 V sarà sufficente ad innescare il thyratron e provocare l'afflusso di corrente necessaria. Nel caso di un triodo a vuoto avendo una pendenza di 2 mA/V circa, sarà necessaria una variazione della tensione di griglia di 5 V per elevare la corrente anodica fino a 10 mA. Come si può calcolare partendo dalla equazione $P = V^2/R$, la relazione della potenza di entrata necessaria sarà $0{,}5^2 : 5^2 = 1 : 100$ in favore del thyratron.

(Continua)

CAMBIADISCHI E COMPLESSI FONOGRAFICI

GARRARD

A TRE VELOCITÀ

CAMBIADISCHI AUTOMATICO MODELLO RC 72/A

- Riproduce automaticamente fino a 8 dischi da 25 o 30 cm., sia a 78 che 33 giri-
- Riproduce singolarmente i dischi da 18 cm. a 33 o a 45 giri.
- Munito di motore adatto per frequenze da 40 a 60 periodi, che viene fornito con puleggie intercambiabili per 42 e 50 periodi.
- Braccio con duplice pick-up per incisione normale e a microsolco.

COMPLESSO FONOGRAFICO TIPO "M"

- Riproduce dischi a 33, 45 e 78 giri.
- Arresto di fine corsa.
- Munito di motore adatto per frequenze da 40 a 60 periodi, che viene fornito con pulegge intercambiabili per 42 e 50 periodi.
- Braccio con duplice pick-up per incisione normale e a microsolco.

Questi prodotti Garrard sono tra i migliori oggi ottenibili, e sono venduti con Certificato di Garanzia per un anno.

RAPPRESENTANTE ESCLUSIVA PER L'ITALIA

SIPREL

Società Italiana Prodotti Elettronici

MILANO - Via Pancaldo, 4

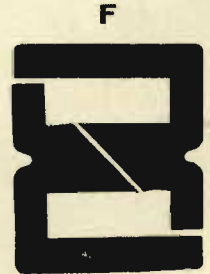
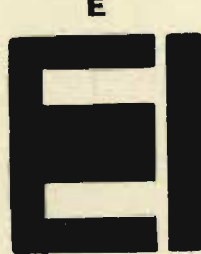
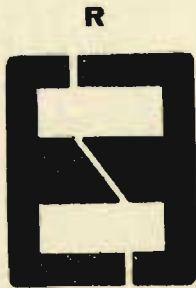
I prodotti Garrard si trovano presso i migliori Rivenditori.

RADIOMINUTERIE

REFIX

CORSO LODI 113 - Tel. 58.90.18

MILANO

R **E** **F**

R. 1 56 x 46 colonna 16
R. 2 56 x 46 colonna 20
E. 1 98 x 133 colonna 28

E. 2 98 x 84 colonna 28
E. 3 56 x 74 colonna 20
E. 4 56 x 46 colonna 20

E. 5 68 x 92 colonna 22
E. 6 68 x 58 colonna 22
F. 1 83 x 99 colonna 29

SI POSSONO INOLTRE FORNIRE LAMELLE DI MISURE E DISEGNI DIVERSI

Prezzi di assoluta concorrenza

---

la **RADIO TECNICA**

di FESTA MARIO

Tram (1) - 2 - 11 - 16 - (18) - 20 - 28

VIA NAPO TORRIANI, 3 - TELEF. 61.880

TUTTO PER:

COSTRUTTORI
RIPARATORI
DILETTANTI

VALVOLE
RARE

APPARECCHI DI PROPRIA FABBRICAZIONE
SCATOLE DI MONTAGGIO
TUTTO PER MODERNE COSTRUZIONI RADIO

MILANO
Corso Italia 37
Tel. 38.34.52

Richiedere listini

FABBRICA STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

Costruzioni di
ANALIZZATORI - TESTER PROVAVALVOLE
OSCILLATORI MODULATI - OSCILLOGRAFI
TESTER ELETTRONICI - MILLIVOLMETRI
E APPARECCHIATURE SPECIALI

Si eseguono accurate riparazioni

LIONELLO NAPOLI
ALTOPARLANTI IN TICONAL

MILANO
VIALE UMBRIA, 80
TELEFONO 573.049

S. A.

A.L.I.

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI

Fabbrica Apparecchi Radiofonici

ANSALDO LORENZ INVICTUS

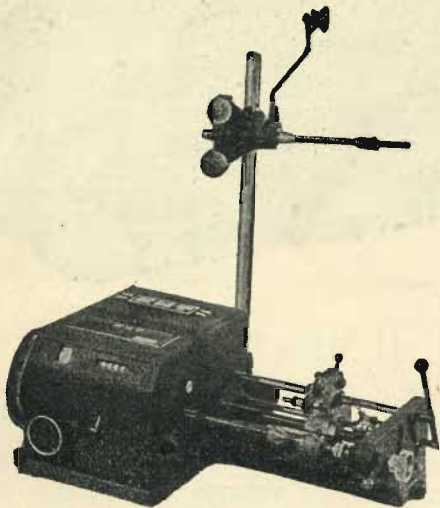
MILANO - Via Lecco 16 - Tel. 21816

RADIOPRODOTTI ISTRUMENTI DI MISURA

Analizzatori - Altoparlanti - Condensatori - Gruppi - Mobili - Oscillatori - Provavalvole - Scale parlanti, Scatole di montaggio - Telai - Trasformatori - Tester - Variabili - Viti - Zoccoli ecc.

I migliori prezzi - listini gratis a richiesta

RMT

RADIO MECCANICA - TORINO
Via Plana 5 - Te.. 8.53.63

BOBINATRICE LINEARE per fili da 0,05 a mm. 1,2
tipo LVn.

Altre bobinatrici:

BOBINATRICE MULTIPLA lineare e a nido d'ape
tipo LWM.

BOBINATRICE LINEARE per fili fino a 2,5 mm.

CHIEDETECI LISTINI E ILLUSTRAZIONI

La Ditta

Radio Belmonte

V I A S. O T T A V I O 3 2

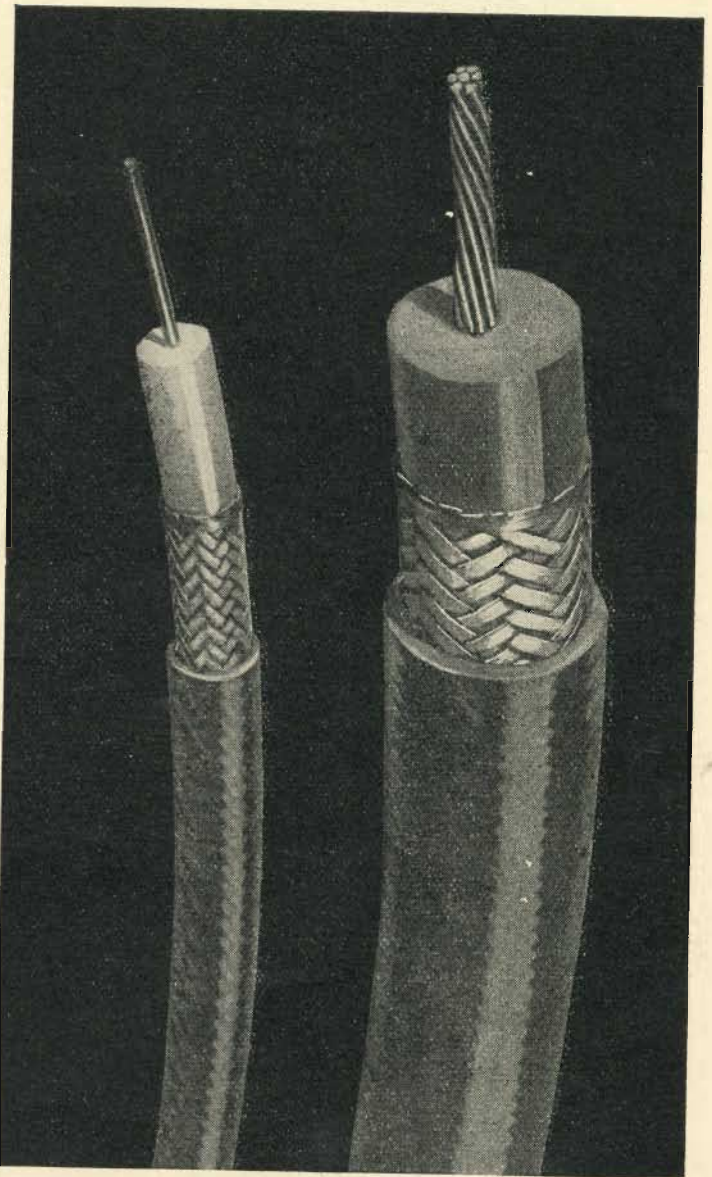
T O R I N O

ha il piacere di presentare il suo nuovo tipo di apparecchio completo di **MA** *e* **MF.**

CARATTERISTICHE DEI RICEVITORI BELMONTE

- 5 gamme (2 per onde medie, 2 per onde corte, 1 per le onde metriche modulate in frequenza).
- 7 valvole più occhio magico.
- Comando di sintonia unico per le onde medie, corte e metriche.
- Presa d'antenna unica per la ricezione in aree cittadine per tutte le gamme e presa per dipolo di 300 OHM per ricezione distante.
- Bassa frequenza controreazionata a larga banda e bassa distorsione.
- Regolazione del tono.
- Potenza d'uscita 3,5 Watt indistorti.
- Altoparlante alnico V° a grande cono (250 cm).
- Attacco per fono (pick-up) con compensazione dei toni.
- Alimentazione per tutte le reti 42 - 60 Hz; 110 - 260 Volt.
- Dimensioni d'ingombro cm. 70 x 40 x 27.

RICHIEDETE LISTINI E ILLUSTRAZIONI

Cavi A. F.

Cavi per A. F.

per antenne riceventi
e trasmittenti
radar
raggi X
modulazione di frequenza
televisione
elettronica

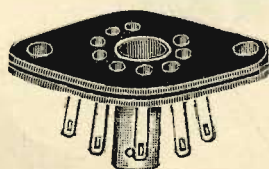
S. R. L. Carlo Erba

MILANO - Via Clericetti 40 - Telefono 29.28.67

Produzione Pirelli S. p. A. - Milano

MINIATURE (7 piedini)
tranc. tangentdelta

RIMLOCK

MINIATURE (7 piedini)
stamp. in bachelite
con ghiera orientabile

NOVAL (9 piedini)
in tangentdelta

I vantaggi dell'abbonamento

— Il risparmio di L. 500 annue quale differenza tra il costo dei dodici numeri acquistati separatamente e il prezzo dell'abbonamento.

— Lo sconto del 10 % sull'acquisto di tutte le pubblicazioni tecniche della Editrice Il Rostro (richiedere listino).

— Diritto ad un annuncio economico gratuito.

— La sicurezza di ricevere puntualmente il fascicolo al vostro domicilio; d'ora in poi la rivista verrà spedita in busta e non piegata sottofascia.

— Per tutti gli **abbonati** (vecchi e nuovi) abbiamo ancora disponibile un limitato numero di annate complete (1947, '48, '49 e 50) che cederemo, in via eccezionale con lo **sconto speciale del 30 %.**

— Ricordate che la collezione de « l'antenna » rappresenta una fonte inesauribile di dati e cognizioni tecniche utili a tutti.

— Abbonandovi farete il vostro interesse e faciliterete il nostro compito, vòlto come sempre al soddisfacimento dei desideri dei nostri lettori.

* * *

Con l'inizio del 1952, la nostra rivista « **l'antenna** » entrerà nel suo **24°** **anno** di vita.

Alla luce dei brillanti risultati conseguiti, ci sentiamo spronati a perfezionare ancora il periodico, soprattutto nel senso di allargare la sua sfera d'indagine tecnica e scientifica, di divulgazione formativa e di aggiornata illustrazione delle realizzazioni che vengono attuate di continuo nel campo della Radio in Italia e all'Estero.

La **televisione**, in tutta la gamma scientifica e tecnica della sua rapida evoluzione, sarà seguita da « **l'antenna** » con particolare interesse. Questo importante settore è affidato ad eminenti redattori specialisti della materia. Ne deriverà alla Rivista un'attrattiva nuova; ed anche per esso il periodico acquisterà importanza di primo piano per carattere e funzione normativi e di consultazione.

(Vedere il comunicato relativo a pag. 275).

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
CERTIFICATO DI ALLIBRAMENTO
Versamento di L.
eseguito da
residente in
via
sul c/c N. **3-24227** intestato a:
Editrice "IL ROSTRO" s. r. l.
Via Senato, 24 - MILANO (228)
Addì (1) ... 195
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
N.
del bollettario ch 9
Bollo a data dell'ufficio accettante

Indicare a tergo la causale del versamento

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
BOLLETTINO per un versamento di L.
Lire (in lettere)
eseguito da
residente in
via
sul c/c N. **3-24227** intestato a:
Editrice "IL ROSTRO" - Via Senato, 24 - MILANO (228)
nell'ufficio dei conti di MILANO
Addì (1) ... 195
Firma del versante
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Spazio riservato all'ufficio dei conti
Tassa di L.
Bollo a data dell'ufficio accettante
Cartellino del bollettario
L'ufficiale di Posta
Mod. ch. n. 8 bis Edis. 1950

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
RICEVUTA di un versamento di L.
Lire (in lettere)
eseguito da
sul c/c N. **3-24227** intestato a:
l'Amm.ne della Rivista "l'antenna"
Editrice "IL ROSTRO" s. r. l.
Via Senato, 24 - MILANO (228)
Addì (1) ... 195
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Tassa di L.
numerato di accettazione
L'ufficiale di Posta
Bollo a data dell'ufficio accettante

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato numerato.

(1) La data dev'essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.

PROFESSIONISTI

l'antenna è il vostro strumento di consultazione

T E C N I C I

l'antenna è la vostra Rivista

RADIOAMATORI

l'antenna è la vostra guida tecnica

PER ABBONARSI

basta staccare l'unito modulo di Conto Corrente Postale, riempirlo e fare il dovuto versamento in un Ufficio Postale. Con questo sistema, semplice ed economico si evitano ritardi, disguidi e errori. L'abbonamento per il 1952 (XXIV della Rivista) L. 2500 + 50 (i. g. e.) per tutto il territorio della Repubblica. Estero il doppio.

— I vecchi abbonati sono pregati vivamente ad effettuare il rinnovo al più presto possibile onde evitarci di dover sospendere l'invio della Rivista.

Spazio riservato per le comunicazioni dei mittente:

Per abbonamento 1952

Parte riservata all'Ufficio dei conti.
N. .... dell'operazione

Bollo a data dell'ufficio accettante

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L. ....

Il Contabile

....

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un c/c postale.

Chiunque, anche se non è correntista, può effettuare versamenti a favore di un correntista. Presso ogni ufficio postale esiste un elenco generale dei correntisti che può essere consultato dal pubblico.

Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purchè con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa) e presentarlo all'ufficio postale, insieme con l'importo del versamento stesso.

Sulle varie parti del bollettino dovrà essere chiaramente indicata, a cura del versante, l'effettiva data in cui avviene l'operazione.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.

I bollettini di versamento sono di regola spediti, già predisposti, dai correntisti stessi ai propri corrispondenti; ma possono anche essere forniti dagli uffici postali a chi li richieda per fare versamenti immediati.

A tergo dei certificati di allibramento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'ufficio conti rispettivo.

L'ufficio postale deve restituire al versante, quale ricevuta dell'effettuato versamento, l'ultima parte del presente modulo, debitamente completata e firmata.

Perfezione di ricezione,
garanzia di funzionamento,
durata di esercizio,
estetica di presentazione,
varietà di scelta in UNA qualità.
CAVI PER RADIO E TELEVISIONE
PIRELLI
BASSA CAPACITÀ E BASSE PERDITE PER QUALSIASI FREQUENZA

LARIR